

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO  
DEPARTAMENTO DE MICROONDA E ÓPTICA

Chaveamento Eletro-Óptico Ultrarrápido e Conversão Regenerativa  
Utilizando Amplificadores Ópticos a Semicondutor

Autor: Napoleão dos Santos Ribeiro

Orientador: Prof. Dr. Evandro Conforti

Co-orientador: Prof. Dr. Cristiano de Mello Gallep

Tese de Doutorado apresentada à comissão de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Profa. Dra. Maria Thereza Miranda Rocco Giraldi — IME

Prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra — UFC

Prof. Dr. Carlos Henrique de Brito Cruz — IFGW/UNICAMP

Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli — DMO/FEEC/UNICAMP

Campinas, 22 de outubro de 2009

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

R354c dos Santos Ribeiro, Napoleão  
Chaveamento eletro-óptico ultrarrápido e conversão regenerativa utilizando amplificadores ópticos a semicondutor / Napoleão dos Santos Ribeiro. -- Campinas, SP: [s.n.], 2009.

Orientadores: Evandro Conforti, Cristiano de Mello Gallep.

Tese de Doutorado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Comunicações óticas. 2. Amplificadores óticos. 3. Chaveamento ótico. 4. Dispositivos optoeletrônicos. 5. Simulação (Computadores). I. Conforti, Evandro. II. Gallep, Cristiano de Mello. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Título em Inglês: Ultrafast electrooptical switching and regenerative conversion using semiconductor optical amplifiers

Palavras-chave em Inglês: Optical communications, Amplifiers semiconductor, Electrooptical switching, Optoelectronic devices, Simulation computer

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Maria Thereza Miranda Rocco Giraldi, Antônio Sérgio Bezerra Sombra, Carlos Henrique de Brito Cruz, Aldário Chrestani Bordonalli

Data da defesa: 22/10/2009

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

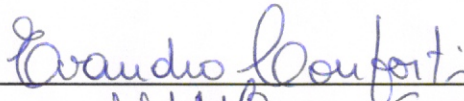
## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

**Candidato:** Napoleão dos Santos Ribeiro

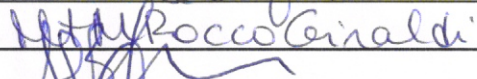
**Data da Defesa:** 22 de outubro de 2009

**Título da Tese:** "Chaveamento Eletro-Óptico Ultrarrápido e Conversão Regenerativa Utilizando Amplificadores Ópticos a Semicondutor"

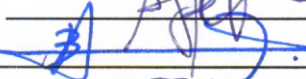
Prof. Dr. Evandro Conforti (Presidente):



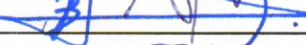
Profa. Dra. Maria Thereza Miranda Rocco Giraldi:



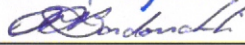
Prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra:



Prof. Dr. Carlos Henrique de Brito Cruz:



Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli:



# Resumo

As chaves eletro-ópticas ultrarrápidas, os regeneradores e os conversores em comprimento de onda são dispositivos promissores para serem incorporados nas futuras redes ópticas. Neste trabalho, apresentam-se simulações e respectivas medições relativas a uma técnica de redução do tempo de chaveamento eletro-óptico. Esta técnica baseia-se na injeção de uma combinação de múltiplos pulsos de corrente no interior da região ativa de um amplificador óptico a semicondutor. A partir das simulações, foi estudado o melhor formato do sinal de corrente de injeção no amplificador óptico a semicondutor, assim como possíveis modificações no circuito equivalente deste amplificador visando a uma maior redução do tempo de chaveamento, obtendo-se previsão de valores de tempo de chaveamento em valor recorde, da ordem de 300 ps, para um contraste óptico de 26 dB.

Além disso, um regenerador simples tipo 2R (reamplificação e reformatação) e conversor em comprimento de onda utilizando apenas um SOA também é apresentado. Este dispositivo apresentou eficientes resultados de regeneração para diferentes casos de deterioração em taxa de bits de até 13,5 Gbps em uma faixa de conversão de alguns nanômetros. Demonstrou-se também ser pouco dependente à polarização óptica do sinal de entrada e capaz de ser integrado a outros dispositivos. Por último, resultados simulados para a implementação de uma futura técnica de alimentação adiante, em conjunto com a injeção de múltiplos pulsos de corrente em SOA, são discutidos.



# Abstract

Electrooptical switches, optical regenerators, and wavelength converters are relevant devices for the operation of future optical networks. In this work, measurements and simulations of an electrooptical switching time reduction technique based on multipulse current injection in semiconductor optical amplifiers (SOA) are presented. Using the simulation results, the best SOA current signal formats, as well as possible improvements in the SOA equivalent circuit to achieve a higher switching time reduction are analyzed, resulting in predictions of switching time values around 300 ps for a 26 dB-optical contrast.

In addition, a simple 2R-regenerator (reamplification and reshaping) and wavelength converter using just one SOA is presented. This device presented efficient regeneration results for different deterioration cases at bit rates up to 13.5 Gbps within a wavelength conversion range of some nanometers. Further, this device presented low dependence with the relative optical input signal polarization and feasible integration to other devices. Finally, simulated results for the implementation of a feed-forward technique jointly with multipulse current injection in SOA are discussed.

# Agradecimentos

Primeiramente a Deus, por ter-me dado condições de alcançar esse objetivo;

Ao Prof. Evandro Conforti, pela amigável, competente e dedicada orientação durante todo o período de realização deste trabalho e pelo incentivo para continuidade das pesquisas realizadas;

Ao meu co-orientador, Prof. Cristiano Gallep, pela competente co-orientação e pelas inúmeras discussões que colaboraram para obtenção dos resultados apresentados neste trabalho;

À Fapesp, pelo apoio financeiro e pela aquisição de equipamentos utilizados no trabalho de pesquisa (via CEPOF);

Ao CNPQ e ao Projeto TIDIA-KyaTera;

Ao Vagner Cardoso, ao Diego Marconi e ao Prof. Hugo Fragnito, pelo empréstimo de equipamentos e pela colaboração para utilização do enlace de fibras do projeto KyaTera;

Aos amigos do laboratório, Adriano, André, Cláudio, Ernesto, Nikolai, Ranieri, Reginaldo, Rafael, pelo apoio, críticas, sugestões e pela amizade;

Ao Marcelo, pela ajuda na realização das medições e pela colaboração na revisão de artigos;

Ao meu tio e Professor Cláudio Lísias, pela ajuda na correção gramatical e ortográfica desta tese;

Aos meus pais e à minha tia Bia, que sempre me apoiaram e nunca mediram esforços para que eu pudesse atingir meus objetivos;

À minha irmã e demais familiares pelo apoio, incentivo e amizade;

À Maíra pelo amor e companheirismo e a sua família por tornarem a minha estadia em Campinas, o mais familiar possível.

# Dedicatória

Aos meus pais, à minha tia Bia e a Maíra  
que muito me apoiaram.

# Sumário

<b>Resumo</b>	<b>v</b>
<b>Abstract</b>	<b>vii</b>
<b>Glossário</b>	<b>xxiii</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação . . . . .	1
1.2 Estado da Arte . . . . .	5
1.2.1 Chaves Ópticas . . . . .	5
1.2.2 Regenerador 2R e Conversor . . . . .	8
1.2.3 Técnica de alimentação adiante . . . . .	10
1.3 Objetivos . . . . .	11
1.4 Estrutura da tese . . . . .	12
1.5 Principais contribuições . . . . .	13
<b>2 Aspectos teóricos</b>	<b>15</b>
2.1 Comportamento dinâmico de lasers semicondutores . . . . .	15
2.1.1 Tempo de atraso de ativação ( <i>turn-on delay</i> ) . . . . .	16
2.1.2 Oscilação de relaxação em lasers . . . . .	19
2.2 Modelagem de laser semicondutores . . . . .	20
2.2.1 Modelo do circuito equivalente de laser para grandes sinais . . . . .	24
2.2.2 Modelo do circuito equivalente de laser para pequenos sinais . . . . .	25
2.2.3 Respostas do laser a um pulso de corrente no domínio do tempo . . . . .	27
2.2.4 Tempo de ativação e desativação do laser . . . . .	28
2.3 Amplificador óptico a semicondutor . . . . .	29
2.3.1 Ganho do SOA . . . . .	29
2.3.2 Efeitos não-lineares . . . . .	33

2.3.3	Modulação cruzada de ganho . . . . .	34
2.4	Figuras de mérito . . . . .	36
2.4.1	Diagrama de olho . . . . .	36
2.4.2	Fator de qualidade (Q) . . . . .	37
2.4.3	Razão de extinção . . . . .	37
2.4.4	Relação sinal/ruído . . . . .	38
2.4.5	Taxa de erro de bit . . . . .	38
<b>3</b>	<b>Chave Eletro-óptica</b>	<b>41</b>
3.1	Introdução . . . . .	41
3.2	Circuito equivalente . . . . .	42
3.3	Simulação da resposta óptica . . . . .	45
3.4	Experimento . . . . .	47
3.5	Ajuste dinâmico de parâmetros . . . . .	52
3.6	Simulação . . . . .	55
3.7	Variação do pré-impulso . . . . .	58
3.7.1	Tempo de ativação da chave . . . . .	58
3.7.2	Tempo de desligamento da chave . . . . .	69
3.8	Variação do circuito equivalente . . . . .	76
3.8.1	Circuito equivalente completo - modificação de vários componentes . . . . .	76
3.8.2	Circuito equivalente completo - modificação de um único componente . . . . .	79
3.8.3	Partes integrantes do circuito equivalente . . . . .	81
3.8.4	Capacitores do <i>chip</i> do SOA . . . . .	83
3.8.5	Capacitores do <i>chip</i> do SOA - tempo de desligamento da chave . . . . .	87
3.8.6	Modificações possíveis na prática . . . . .	89
3.9	Variação do contraste óptico . . . . .	90
3.9.1	Variação de $I_{DC}$ . . . . .	91
3.9.2	Variação da amplitude dos pulsos dos geradores 1 e 2 . . . . .	92
3.9.3	Variação da potência do sinal de entrada . . . . .	94
3.10	Tempo de chaveamento . . . . .	94
3.11	<i>Overshoot</i> . . . . .	97
3.12	Flutuações . . . . .	98
3.12.1	Oscilação de relaxação . . . . .	98
3.12.2	Capacitâncias e indutâncias parasitas . . . . .	101
3.13	Conclusão . . . . .	102

<b>4</b>	<b>Regenerador 2R e conversor em comprimento de onda</b>	<b>105</b>
4.1	Introdução . . . . .	106
4.2	Montagem experimental . . . . .	107
4.2.1	Caso “SOA” . . . . .	109
4.2.2	Caso “ENLACE+SOA” . . . . .	110
4.2.3	Caso “EDFA” . . . . .	110
4.2.4	Caso “ENLACE+EDFA” . . . . .	111
4.2.5	Caso “SOA+ENLACE+EDFA” . . . . .	111
4.3	Princípio de funcionamento do regenerador . . . . .	111
4.4	Espectros ópticos e relação sinal/ruído . . . . .	114
4.5	Reamplificação . . . . .	117
4.6	Diagramas de olho . . . . .	118
4.7	Eliminação do <i>overshoot</i> . . . . .	124
4.8	Polarização óptica . . . . .	125
4.9	Potência óptica de entrada: sinal modulado e sinal CW . . . . .	127
4.10	Espaçamento espectral ( <i>detuning</i> ) . . . . .	132
4.11	Taxa de bits . . . . .	134
4.12	Eficiência de conversão . . . . .	137
4.13	Taxa de erro de bits . . . . .	139
4.14	Razão de extinção . . . . .	143
4.15	Possibilidade de integração . . . . .	146
4.16	Conclusão . . . . .	147
<b>5</b>	<b>Técnica de alimentação adiante</b>	<b>149</b>
5.1	Introdução . . . . .	149
5.2	Simulações . . . . .	152
5.3	Resultados simulados . . . . .	155
5.3.1	Taxa de 0,5 Gbps . . . . .	155
5.3.2	Taxa de 1 Gbps . . . . .	163
5.3.3	Taxa de 10 Gbps . . . . .	169
5.4	Conclusão . . . . .	173
<b>6</b>	<b>Conclusão</b>	<b>175</b>
	<b>Referências bibliográficas</b>	<b>183</b>

# Lista de Figuras

2.1	Evolução da população de portadores e fótons no domínio do tempo, exibindo as oscilações de relaxação (adaptado de [102]). . . . .	17
2.2	Resposta de um laser semiconductor a um pulso de corrente [104]. . . . .	18
2.3	Seção de um laser Ridge Waveguide (adaptado de [106]). . . . .	21
2.4	Circuito dos componentes parasitas presentes no encapsulamento e chip do laser (adaptado de [106]). . . . .	22
2.5	Seção do laser EMBH (adaptado de [106]). . . . .	22
2.6	Circuito equivalente da região ativa do laser para análise de grandes sinais [106]. .	24
2.7	Circuito equivalente da região ativa do laser para análise de pequenos sinais. . . .	25
2.8	Resposta do tempo de ativação de lasers para análise de grandes sinais: (a) laser Ridge Waveguide; (b) laser EMBH (adaptado de [106]). . . . .	28
2.9	Esquemas co-propagante e contra-propagante para conversão em comprimento de onda utilizando o efeito XGM (adaptado de [112]). . . . .	34
2.10	Diagrama de olho de um sinal com modulação NRZ. . . . .	36
3.1	Resposta de impedância do circuito do SOA: experimental e simulada. . . . .	43
3.2	Circuito equivalente da montagem do SOA (linha de transmissão (LT) e acoplamento), do encapsulamento e do chip do SOA. . . . .	43
3.3	Comparação entre pulsos considerando ou não o circuito equivalente do SOA InPhenix: (a) um único pulso injetado no SOA e (b) múltiplos pulsos. . . . .	45
3.4	Comparação entre o pulso de corrente após o circuito equivalente e a resposta óptica fornecida pelo Z-SOA (SOA InPhenix): (a) um único pulso injetado no SOA e (b) múltiplos pulsos. . . . .	46
3.5	Janela de parâmetros do Z-SOA. . . . .	47
3.6	Montagem experimental usada para implementar o chaveamento por injeção de corrente no SOA, utilizando um combinador resistivo e conversor voltagem-corrente, incluindo as capacitâncias, indutâncias e o circuito equivalente do chip do SOA. .	48

3.7	Sinal de corrente com dois pulsos e um pré-impulso, otimizado para o chaveamento rápido do SOA. . . . .	50
3.8	Chaveamento experimental utilizando o sinal da Fig. 3.7. Tempo de chaveamento de 650 ps com uma variação de ganho óptico de -8 dB para 18 dB. . . . .	51
3.9	Desligamento da chave: (a) Sinal utilizado para o desligamento da chave com um pré-impulso negativo e (b) resposta óptica experimental. . . . .	51
3.10	Pulso de corrente ideal (desconsiderando o circuito equivalente) e o pulso após o circuito equivalente. . . . .	53
3.11	Chaveamento do SOA experimental e simulado (ideal e após circuito equivalente). . . . .	54
3.12	Desligamento da chave experimental (com e sem o impulso) e simulado. . . . .	54
3.13	Demonstração do cálculo do tempo de subida. . . . .	57
3.14	Sinal de corrente de polarização após o circuito equivalente - Variação de amplitude do pré-impulso para os valores de: 0,2, 1, 2, 3,3, 5, 8 e 10 V. . . . .	59
3.15	Resposta óptica do SOA - Variação de amplitude do pré-impulso para os valores de: 0,2, 1, 2, 3,3, 5, 8 e 10 V (ampliação à direita dos menores valores de amplitude). . . . .	60
3.16	Tempo de subida e overshoot da resposta óptica em função da amplitude do pré-impulso. . . . .	61
3.17	Sinal de corrente de polarização após o circuito equivalente - Variação da largura do pré-impulso para os valores de: (a) 50, 250, 350 e 450 ps; (b) 450, 650, 850 e 1000 ps. . . . .	62
3.18	Resposta óptica do SOA - Variação da largura do pré-impulso para os valores de: (a) 50, 250, 350 e 450 ps; (b) 450, 650, 850 e 1000 ps. . . . .	63
3.19	Tempo de subida e overshoot da resposta óptica em função da largura do pré-impulso. . . . .	64
3.20	Sinal de corrente de polarização após o circuito equivalente - Variação do atraso do pré-impulso para os valores de: (a) 0, 100, 200 e 350 ps; (b) 350, 450, 600 e 800 ps . . . . .	65
3.21	Resposta óptica do SOA - Variação do atraso do pré-impulso para os valores de: (a) 0, 100, 200 e 350 ps; (b) 350, 450, 600 e 800 ps. . . . .	66
3.22	Tempo de subida e overshoot da resposta óptica em função do atraso do pré-impulso. . . . .	66
3.23	Sinal de corrente de polarização após o circuito equivalente - Variação do tempo de subida do pré-impulso para os valores de: (a) 0, 20, 40 e 60 ps; (b) 60, 80, 100 e 140 ps . . . . .	67
3.24	Resposta óptica do SOA - Variação do tempo de subida do pré-impulso para os valores de: (a) 0, 20, 40 e 60 ps; (b) 60, 80, 100 e 140 ps. . . . .	68
3.25	Tempo de subida e overshoot da resposta óptica em função do tempo de subida do pré-impulso. . . . .	68



3.26	Variação da amplitude do pré-impulso para o caso de desligamento da chave para os valores de 0,5, 2, 3,5, 5, 7 e 10 V: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica. . . . .	70
3.27	Tempo de descida e undershoot da resposta óptica em função da variação de amplitude do pré-impulso. . . . .	71
3.28	Variação da largura do pré-impulso para o caso de desligamento da chave para os valores de 50, 250, 500, 800 e 1000 ps: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica. . . . .	72
3.29	Tempo de descida em função da largura do pré-impulso. . . . .	72
3.30	Variação do atraso do pré-impulso para o caso de desligamento da chave para os valores de 0, 100, 350, 600 e 1000 ps: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica. . . . .	73
3.31	Tempo de descida e undershoot em função do atraso do pré-impulso. . . . .	74
3.32	Variação do tempo de descida do pré-impulso para o caso de desligamento da chave para os valores de 0, 100, 350, 600 e 1000 ps: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica. . . . .	75
3.33	Tempo de descida em função do tempo de descida do pré-impulso. . . . .	75
3.34	Variação de valores dos componentes do circuito equivalente: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica. . . . .	77
3.35	(a) Tempo de subida e (b) overshoot em função da amplitude do pré-impulso para diferentes variações nos componentes do circuito equivalente. . . . .	79
3.36	Variação de valores dos componentes do circuito equivalente: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica. . . . .	80
3.37	(a) Tempo de subida e (b) overshoot em função da amplitude do pré-impulso para diferentes valores dos capacitores e indutores presentes no acoplamento e no encapsulamento. . . . .	81
3.38	Variação das partes integrantes do circuito equivalente: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica. . . . .	82
3.39	(a) Tempo de subida e (b) overshoot em função da amplitude do pré-impulso, considerando diferentes partes integrantes do circuito equivalente. . . . .	83
3.40	Variação dos capacitores do chip do SOA: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica. . . . .	84
3.41	(a) Tempo de subida e (b) overshoot em função da amplitude do pré-impulso, considerando diferentes valores dos capacitores presentes no chip do SOA. . . . .	85

3.42	(a) Tempo de subida e (b) overshoot em função da largura do pré-impulso, considerando diferentes valores dos capacitores presentes no chip do SOA. . . . .	86
3.43	(a) Tempo de subida e (b) overshoot em função do atraso do pré-impulso, considerando diferentes valores dos capacitores presentes no chip do SOA. . . . .	87
3.44	Tempo de descida da resposta óptica em função da amplitude do pré-impulso. . .	88
3.45	Tempo de descida para diferentes valores dos capacitores presentes no chip do SOA em função: (a) da largura do pré-impulso; (b) do atraso do pré-impulso. . . . .	89
3.46	(a) Contraste óptico versus corrente de polarização; (b) Tempo de subida versus corrente de polarização. . . . .	92
3.47	(a) Tempo de subida versus contraste óptico; (b) Overshoot versus contraste óptico.	93
3.48	Contraste óptico versus potência do sinal de entrada para os casos de circuito completo e só chip. . . . .	95
3.49	Dependência das oscilações de relaxação com a refletividade. . . . .	99
3.50	(a) Resposta elétrica (corrente após o circuito equivalente) para diferentes valores de frequência da oscilação de relaxação; (b) Resposta elétrica (corrente após o circuito equivalente) variando o valor de $C_S$ . . . . .	100
4.1	Montagem experimental do regenerador 2R e conversor em comprimento de onda.	107
4.2	(a) Diagrama de olho do sinal modulado de entrada para o caso de deterioração "SOA"; (b) Diagrama de olho do sinal modulado após o regenerador. . . . .	114
4.3	Espectros e diagramas de olho para o caso "SOA": (a) sinal modulado sem deterioração; (b) sinal deteriorado por outro SOA; (c) sinal deteriorado por outro SOA e filtrado; (d) sinal na saída do regenerador; (e) sinal regenerado e filtrado . . . . .	115
4.4	Estudo do ganho do regenerador para o caso "SOA" com conversão de 1550 para 1551 nm: (a) Ganho versus potência do sinal CW para diferentes valores de potência do sinal modulado de entrada; (b) Ganho versus potência do sinal modulado de entrada para diferentes valores de potência do sinal CW. . . . .	118
4.5	Diagramas de olho (NRZ - 10,3 Gbps) - Caso "ENLACE+SOA": (a) sinal de entrada com $Q=5,7$ ; (b) sinal de saída do regenerador com $Q=10$ . Caso "SOA": (c) sinal de entrada com $Q=4,8$ ; (d) sinal de saída do regenerador com $Q=7,4$ . . . . .	119
4.6	Diagramas de olho (NRZ - 7 Gbps) - Caso "ENLACE+SOA": (a) sinal de entrada com $Q=5,8$ ; (b) sinal de saída do regenerador com $Q=8,1$ . Caso "SOA": (c) sinal de entrada com $Q=4,6$ ; (d) sinal de saída do regenerador com $Q=7$ . . . . .	121
4.7	Diagramas de olho (NRZ - 7 Gbps) - Caso "ENLACE+EDFA": (a) sinal de entrada com $Q=4,5$ ; (b) sinal de saída do regenerador com $Q=6,2$ . Caso "EDFA": (c) sinal de entrada com $Q=3,3$ ; (d) sinal de saída do regenerador com $Q=7,1$ . . . . .	122

4.8	Diagramas de olho (NRZ - 7 Gbps) - Caso "SOA+ENLACE+EDFA": (a) sinal de entrada com $Q=5,3$ ; (b) sinal de saída do regenerador com $Q=8,6$ . . . . .	123
4.9	Diagramas de olho (R1 - 7 Gbps) - Caso "ENLACE+SOA": (a) sinal de entrada; (b) sinal de saída do regenerador. Caso "SOA": (c) sinal de entrada; (d) sinal de saída do regenerador. . . . .	124
4.10	Análise da eliminação do overshoot: (a) Diagrama de olho do sinal modulado de entrada para o caso de deterioração "SOA"; (b) Diagrama de olho do sinal modulado após o regenerador. . . . .	125
4.11	Diagrama de olho para diferentes ângulos de polarização do sinal de entrada para o caso de deterioração "SOA". . . . .	126
4.12	Variação do ganho e da melhoria do fator $Q$ em função dos diferentes ângulos de polarização para os casos: (a) "SOA" e (b) "ENLACE+SOA". . . . .	127
4.13	Melhoria do fator $Q$ versus a potência óptica de entrada (modulada e CW) para os casos de deterioração: (a) caso "SOA" e (b) caso "ENLACE+SOA". . . . .	128
4.14	Melhoria do fator $Q$ versus a potência óptica de entrada (modulada e CW) para os casos de deterioração: (a) caso "EDFA" e (b) caso "ENLACE+EDFA". . . . .	130
4.15	Melhoria do fator $Q$ versus a potência óptica de entrada (modulada e CW) para o caso de deterioração "SOA+ENLACE+EDFA". . . . .	131
4.16	Melhoria do fator $Q$ versus detuning para os casos de deterioração: (a) "SOA" e "ENLACE+SOA"; (b) "EDFA", "ENLACE+EDFA" e "SOA+ENLACE+EDFA". . . . .	133
4.17	Melhoria do fator $Q$ versus taxa de bits para os casos de deterioração: (a) "ENLACE+SOA" e (b) "SOA". . . . .	135
4.18	Eficiência de conversão versus frequência: (a) para detuning e potência do sinal CW fixos e variando potência do sinal modulado; (b) para potência total de entrada fixa e variando detuning. . . . .	138
4.19	Estimativas de BER para os casos de deterioração: (a) "SOA"; (b) "ENLACE+SOA"; (c) "EDFA"; (d) "ENLACE+EDFA"; (e) "SOA+ENLACE+EDFA". . . . .	141
4.20	ER de saída versus ER de entrada para diferentes casos de deterioração. . . . .	144
4.21	Melhoria do fator $Q$ versus degradação da razão de extinção para os casos de deterioração: (a) "SOA"; (b) "ENLACE+SOA"; (c) "EDFA"; (d) "ENLACE+EDFA"; (e) "SOA+ENLACE+EDFA". . . . .	145
5.1	Montagem para aplicação da técnica de alimentação adiante. . . . .	151
5.2	Diagramas de olho medidos experimentalmente na saída de um SOA sem a utilização da técnica de alimentação adiante (figura à esquerda) e com a utilização da técnica (figura à direita) para uma taxa de 60 Mbit/s. . . . .	152

5.3	Trem de pulsos a ser simulado utilizando uma taxa de 10 Gbps: (a) trem de pulsos de corrente na entrada do circuito equivalente; (b) trem de pulsos ópticos após a simulação. . . . .	154
5.4	Comparação entre o sinal ideal (antes do circuito equivalente) e o sinal após o uso do circuito equivalente completo para uma taxa de 0,5 Gbps: (a) corrente de polarização e (b) resposta óptica. . . . .	156
5.5	Resposta óptica do sinal de corrente ideal e do sinal de corrente após o circuito equivalente completo para uma taxa de 0,5 Gbps. . . . .	157
5.6	Respostas ópticas utilizando uma taxa de 0,5 Gbps para diferentes casos de amplitude dos pulsos do sinal inicial de entrada para o circuito equivalente completo. . . . .	158
5.7	Comparação entre o sinal ideal (antes do circuito equivalente) e o sinal após o circuito equivalente (considerando apenas o chip do SOA) para taxa de 0,5 Gbps: (a) corrente de polarização e (b) resposta óptica. . . . .	161
5.8	Respostas ópticas utilizando uma taxa de 0,5 Gbps para diferentes casos de amplitude dos pulsos do sinal inicial de entrada, considerando somente o chip do SOA. . . . .	162
5.9	Comparação entre o sinal ideal (antes do circuito equivalente) e o sinal após o circuito equivalente completo para uma taxa de 1 Gbps: (a) corrente de polarização e (b) resposta óptica. . . . .	164
5.10	Resposta óptica do sinal de corrente ideal e do sinal de corrente após o circuito equivalente para uma taxa de 1 Gbps. . . . .	165
5.11	Resposta óptica de diferentes casos de amplitude dos pulsos do sinal inicial de entrada para o caso em que o circuito equivalente completo do SOA é considerado para uma taxa de 1 Gbps. . . . .	166
5.12	Resposta óptica utilizando uma taxa de 1 Gbps para diferentes casos de amplitude dos pulsos do sinal inicial de entrada, considerando somente o chip do SOA. . . . .	168
5.13	Comparação entre o sinal ideal (antes do circuito equivalente) e o sinal após o circuito equivalente completo para uma taxa de 10 Gbps: (a) corrente de polarização e (b) resposta óptica. . . . .	170
5.14	Resposta óptica do sinal de corrente ideal e do sinal de corrente após o circuito equivalente para uma taxa de 10 Gbps. . . . .	171
5.15	Resposta óptica utilizando uma taxa de 10 Gbps para o sinal de corrente após o circuito equivalente em que somente o chip do SOA é considerado. . . . .	172

# Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros extraídos para os componentes do circuito equivalente de diferentes SOAs	44
3.2	Lista de equipamentos utilizados nos experimentos . . . . .	49
3.3	Lista de parâmetros do SOA InPhenix 1502 . . . . .	49
3.4	Parâmetros de Simulação do Z-SOA . . . . .	55
3.5	Frequência das oscilações de relaxação . . . . .	99
4.1	Lista de equipamentos utilizados nos experimentos de caracterização do regenerador 2R e conversor . . . . .	108
4.2	Lista de parâmetros do SOA CIP - NL-OEC-1550 . . . . .	109
4.3	Características da fibra Corning SMF-28 Standard . . . . .	110
5.1	Resultados obtidos a partir das simulações utilizando uma taxa de 0,5 Gbps e circuito equivalente completo . . . . .	159
5.2	Resultados obtidos a partir das simulações utilizando uma taxa de 0,5 Gbps e circuito equivalente constituído apenas pelo chip do SOA . . . . .	162
5.3	Resultados obtidos a partir das simulações utilizando uma taxa de 1 Gbps e circuito equivalente completo . . . . .	166
5.4	Resultados obtidos a partir das simulações utilizando uma taxa de 1 Gbps e circuito equivalente constituído apenas pelo chip do SOA . . . . .	168
5.5	Resultados obtidos a partir das simulações utilizando uma taxa de 10 Gbps . . .	172

# Glossário

**AC** - Alternating Current

**ADM** - Add and Drop Multiplex

**APC** - Angled Physical Contact

**AOLS** - All-Optical Label Swapping

**ASE** - Amplified Spontaneous Emission

**BER** - Bit Error Rate

**CW** - Continuous Wave

**DC** - Direct Current

**DFB** - Distributed Feed-Back

**DWDM** - Dense Wavelength Division Multiplexing

**EA** - ElectroAbsorber

**EDFA** - Erbium Doped Fiber Amplifier

**EMBH** - Etched Mesa Buried Heterostructure

**ER** - Extinction Ratio

**FC** - Fiber-optic Connector

**FF** - Feed-Forward

**FP-SOA** - Fabry-Perot - SOA

**FTTH** - Fiber To The Home

**FWM** - Four-Wave Mixing

**GPON** - Gigabit Passive Optical Network

**KEOPS** - KEys to Optical Switching

**LT** - Linha de Transmissão

**IP** - Internet Protocol

**MEMS** - Micro Electro Mechanical Systems

**MIS** - Metal-Insulator-Semiconductor

**MMI** - MultiMode Interference

**MPLS** - Multi-Protocol Label Switching

**MZI** - Mach-Zehnder Interferometer

**NRZ** - Non Return to Zero

**OBS** - Optical Burst Switching

**OEIC** - Opto-electronics Integrated Circuit

**OPS** - Optical Packet Switching

**OSNR** - Optical Signal to Noise Ratio

**PC** - Physical Contact

**PRBS** - Pseudo Random Bit Sequence

**SC** - Standard Connector

**SDH** - Synchronous Digital Hierarchy

**SNR** - Signal to Noise Ratio

**OXC** - Optical Cross Connect

**PDG** - Polarization Dependent Gain

**PISIC** - PreImpulse Step Injected Current Technique

**PON** - Passive Optical Network

**RSOA** - Reflective Semiconductor Optical Amplifier

**RZ** - Return to Zero

**SOA** - Semiconductor Optical Amplifier

**SPM** - Self-Phase Modulation

**TMM** - Transfer Matrix Method

**TW-SOA** - Travelling Wave - SOA

**WDM** - Wavelength-Division Multiplexing

**XGC** - Cross-Gain Compression

**XGM** - Cross-Gain Modulation

**XPM** - Cross-Phase Modulation

**3R** - Reamplifying, Reshaping and Retiming

**2R** - Reamplifying and Reshaping

**10GPON** - 10 Gigabit Passive Optical Network



## Símbolos

- $a$  - ganho diferencial do amplificador;
- $A$  - área efetiva da cavidade ativa do SOA;
- $A_{nr}$  - coeficiente de radiações não-radiativas;
- $B$  - coeficiente de radiações radiativas;
- $C$  - coeficiente de recombinação de Auger;
- $C_a$  - capacitor de acoplamento;
- $C_b$  - capacitor de acoplamento;
- $C_d$  - capacitância de difusão;
- $C_J$  - capacitância associada à região de polarização direta da junção  $pn$ ;
- $C_L$  - capacitância da heterojunção do diodo;
- $C_p$  - capacitância do encapsulamento;
- $C_{ph}$  - capacitor de representação do armazenamento de fótons;
- $C_S$  - capacitância parasita do substrato;
- $C_{sc}$  - capacitância de carga espacial;
- $D$  - coeficiente de difusão;
- $D_L$  - diodo da cavidade do laser;
- $g$  - coeficiente de ganho longitudinal, no sentido da propagação;
- $g_0$  - ganho de pico do amplificador relacionado ao material semiconductor;
- $G$  - taxa líquida de emissões estimuladas (ganho);
- $G_A$  - ganho do amplificador;
- $G_{A0}$  - ganho não saturado do amplificador;
- $G_{FF}$  - transcondutância do conversor voltagem-corrente;
- $G_{fótons}$  - ganho em função do número de fótons;
- $G_N$  - ganho em função do número de portadores;
- $h$  - constante de Planck;
- $I$  - corrente de injeção na cavidade ativa;
- $I_A$  - corrente injetada na região ativa do laser para análise de grandes sinais;
- $i_A$  - corrente injetada na região ativa do laser para análise de pequenos sinais;
- $I_D$  - limiar de decisão do receptor;
- $I_{FF}$  - corrente utilizada na técnica de alimentação adiante;
- $I_{spon}$  - corrente de recombinação espontânea;
- $I_S$  - corrente de saturação da heterojunção;
- $I_{tA}$  - corrente de limiar da região ativa para análise de pequenos sinais;
- $I_{th}$  - corrente de limiar;

$I_0$  - valor médio de corrente para o nível "0";  
 $I_1$  - valor médio de corrente para o nível "1";  
 $I_{1,min}$  - menor limiar de corrente para o nível lógico "1";  
 $I_{0,max}$  - maior limiar de corrente para o nível lógico "0";  
 $k$  - constante de Boltzmann;  
 $K$  - constante do fotodetector;  
 $L$  - comprimento da cavidade ativa do amplificador;  
 $L_a$  - indutor do acoplamento;  
 $L_b$  - indutor do acoplamento;  
 $L_s$  - indutância da região ativa;  
 $L_p$  - indutância do encapsulamento;  
 $N$  - número de portadores;  
 $n$  - densidade de portadores;  
 $N_{th}$  - número de portadores no limiar;  
 $n_{th}$  - densidades de portadores no limiar;  
 $n_0$  - densidades de portadores na transparência;  
 $N_0$  - valor estacionário para o número de portadores;  
 $P$  - potência óptica do sinal incidente;  
 $P_{base}$  - média do valor de potência do nível do bit "0";  
 $P_{dark}$  - nível de ausência de luz no osciloscópio;  
 $P_{top}$  - média do valor de potência do nível do bit "1";  
 $P_{FF}$  - potência após o amplificador de microondas;  
 $P_{out}$  - potência do sinal de saída do amplificador;  
 $P_{in}$  - potência do sinal de entrada do amplificador;  
 $P_T$  - soma das potências média do sinal CW e modulado;  
 $P_{sin}$  - potência do sinal;  
 $P_{ruído}$  - potência do ruído;  
 $P_{sat}$  - potência óptica de saturação;  
 $P_{out}^{sat}$  - potência de saturação de saída;  
 $P_1$  - potência média do sinal modulado;  
 $P_2$  - potência média do sinal CW;  
 $p_1$  - modulação harmônica de  $P_1$ ;  
 $p_2$  - modulação harmônica de  $P_2$ ;  
 $q$  - carga do elétron;  
 $R$  - taxa total de recombinação;

- $R_{ph}$  - resistor de representação da perda de fótons;  
 $R_{sp}$  - taxa de emissão espontânea;  
 $R_S$  - resistência total em série;  
 $R_{SP}$  - resistência de contato na interface metal-InP;  
 $R_{SR}$  - resistência de contato;  
 $R_{SS}$  - resistência do substrato abaixo da região ativa;  
 $R_{SUB}$  - resistência do substrato;  
 $R_p$  - resistência do encapsulamento;  
 $S$  - número de fótons na cavidade ativa;  
 $s$  - densidade de fótons;  
 $s'$  - densidade de fótons normalizada;  
 $s_n$  - constante de normalização da densidade de fótons;  
 $S_0$  - valor estacionário para o número de fótons;  
 $s_0$  - densidade de fótons no estado estacionário;  
 $t_d$  - tempo de atraso de ativação (*turn-on delay*);  
 $T_1$  - tempo de fluorescência;  
 $T_2$  - tempo de relaxação do dipolo;  
 $T$  - temperatura;  
 $V$  - volume da região ativa;  
 $V_{dc}$  - voltagem de polarização;  
 $V_{RF}$  - voltagem de RF;  
 $V_j$  - voltagem da junção;  
 $v_j$  - voltagem da junção para análise de pequenos sinais;  
 $v_g$  - velocidade de grupo;  
 $\alpha$  - volume da região ativa multiplicada pela carga do elétron;  
 $\alpha_m$  - coeficiente de perdas nos espelhos;  
 $\alpha_{int}$  - coeficiente de perdas relacionadas à absorção;  
 $\alpha'_p$  - coeficiente de perda do guia de onda normalizado;  
 $\beta$  - fração de emissão espontânea acoplada no modo laser;  
 $\Omega_r$  - frequência angular de ressonância das oscilações de relaxação;  
 $\omega_0$  - frequência angular de transição atômica do material da região ativa;  
 $\omega$  - frequência angular do sinal incidente no amplificador;  
 $\delta_{FF}$  - tempo de atraso ajustável utilizado na técnica de alimentação adiante;  
 $\Gamma$  - fator de confinamento;  
 $\tau_p$  - tempo de vida dos fótons;

$\tau_e$  - tempo de vida dos portadores;  
 $\tau_n$  - tempo de vida dos portadores por recombinação espontânea;  
 $\tau_{eff}$  - tempo de vida efetivo dos portadores;  
 $\tau_c$  - tempo de vida diferencial dos portadores;  
 $\Gamma_N$  - taxa de decaimento do número de portadores;  
 $\Gamma_{photons}$  - taxa de decaimento do número de fótons;  
 $\Gamma_R$  - taxa de amortecimento das oscilações de relaxação;  
 $\eta$  - fator empírico da heterojunção;  
 $\eta_c$  - eficiência de conversão;  
 $\eta_{conv}$  - eficiência de conversão utilizada na tese;  
 $\Delta v_g$  - largura de banda do ganho do amplificador;  
 $\sigma_0$  - desvio padrão para o nível do bit "0";  
 $\sigma_1$  - desvio padrão para o nível do bit "1";  
 $\sigma_T^2$  - variância do ruído térmico;  
 $\sigma_S^2$  - variância do ruído balístico;  
 $\sigma_1^2$  - variância do nível do bit "1";  
 $\sigma_0^2$  - variância do nível do bit "0";  
 $erfc(x)$  - função erro;

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Motivação

A tecnologia de fibras ópticas pavimentou o caminho para a futura *Sociedade da Informação*, na qual serviços banda larga deverão estar disponíveis mundialmente em qualquer parte através da Internet. O crescimento desses serviços continua aumentando o tráfego de informações nas redes de telecomunicações e exigindo uma maior largura de banda. Na fase atual, a infra-estrutura de transmissão utiliza a fibra óptica com a tecnologia por multiplexação por divisão em comprimento de onda (*Wavelength-Division Multiplexing* - WDM), a qual permitiu suplantiar os problemas de limitação de banda para os serviços telefônicos [1]. Para o transporte da informação, a tecnologia existente baseia-se na hierarquia digital síncrona (*Synchronous Digital Hierarchy* - SDH), que foi prioritariamente projetada para tráfego de telefonia. Entretanto, a forte penetração do Protocolo Internet (*Internet Protocol* - IP) necessária para atender às crescentes demandas por serviços multimídia tornaram a tecnologia SDH ineficiente para o transporte de grande quantidade de pacotes assíncronos.

Desta forma, o crescimento da capacidade de transporte de informações baseado no protocolo IP tem alimentado o desenvolvimento de sistemas de transmissão de alta velocidade. Contudo, existe um gargalo devido aos processos necessários para chaveamento e roteamento de pacotes IP, o que constitui um problema para se obter alta velocidade no tráfego de informações. Grandes avanços foram feitos na busca pela resolução desses problemas que envolvem a comutação do sinal, mas cada vez se tornam mais evidentes as limitações intrínsecas das técnicas atuais de comutação. Estas limitações não permitem o aumento da largura de banda e a diminuição do tempo de chaveamento para as futuras aplicações da internet, assim como para as comunicações de dados entre supercomputadores.

Neste contexto, as redes fotônicas (redes totalmente ópticas) se apresentam como uma

solução para as limitações dos sistemas atuais. Neste tipo de rede, não há conversão tipo fóton/elétron/fóton, aumentando a velocidade de processamento dos sinais. Desta forma, algumas técnicas totalmente ópticas despertam grande interesse como: conversores em comprimento de onda, regeneradores e chaves totalmente ópticas [2]. Estas técnicas devem ser motivo de estudo, uma vez que o processamento totalmente óptico será fundamental no futuro dos sistemas de telecomunicações. Contudo, a passagem imediata da tecnologia atual diretamente para as redes fotônicas será provavelmente impossível levando-se em conta vários fatores, inclusive o custo, uma vez que toda a rede atual teria de ser substituída.

Pelo exposto, alguma tecnologia de transição precisa ser implementada na Internet, uma vez que não se consegue comutar eficientemente os pacotes IP com a atual hierarquia SDH e a alternativa das redes fotônicas não é factível no presente momento. Uma solução que vem sendo utilizada é incorporar funções SDH em equipamentos IP, adaptando-os para a inserção no chamado WDM denso (*Dense Wavelength-Division Multiplexing* - DWDM) com capacidade de suportarem até 240 canais em uma única fibra [3]. Entretanto, esses novos sistemas somente ficarão mais econômicos e flexíveis à medida que chaves automáticas para extrair ou adicionar os canais DWDM (*Add and Drop Multiplex* - ADM) estejam disponíveis, na tecnologia chamada conexão cruzada (*Optical Cross Connect* - OXC) [4].

Alguns esforços de pesquisa estão direcionados para o estudo e definição de arquiteturas, em que a transmissão e as funções de chaveamento são realizadas no domínio óptico, enquanto as funções de encaminhamento e roteamento são implementadas no domínio elétrico. Neste contexto, o chaveamento óptico de pacotes (*Optical Packet Switching* - OPS) [5] é capaz de prover um uso eficiente da largura de banda através da multiplexação de pacotes de dados no tempo assim como no comprimento de onda [6]. O OPS é baseado em pacotes com tamanho fixo e operação síncrona no nó de operação [7], podendo ser utilizado junto com um esquema de gerenciamento como o chaveamento de rótulos de multiprotocolos (*Multi-Protocol Label Switching* - MPLS) para se ter um plano de controle suficiente para se realizar uma rápida reconfiguração do tráfego. No domínio óptico, o rótulo é o comprimento de onda do sinal de entrada. Desta forma, o termo chaveamento de lambdas de multiprotocolos é mais utilizado (*Multi-Protocol Lambda Switching* - MP $\lambda$ S) [8].

Dentro das futuras tecnologias de chaveamento óptico de pacotes, um destaque deve ser dado para uma eficiente técnica que explora a grande largura de banda dos sistemas DWDM com as vantagens dos pacotes IP da Internet, chamada de chaveamento óptico de rajadas (*Optical Burst Switching* - OBS), baseada em pacotes de tamanhos variáveis, na operação assíncrona no nó e na separação entre pacote e cabeçalho [7][9]. Nesta técnica, todos os pacotes IP que chegam a um nó da rede e que se destinam a um mesmo endereço são aglutinados

em um pacote maior (*burst*), e então este é chaveado e roteado como uma única unidade. O cabeçalho é único e precedente ao pacote, permitindo reservar antecipadamente os recursos de chaveamento e transmissão ao longo da rota. Esta separação entre o pacote e o cabeçalho (os dois podem possuir comprimentos de onda diferentes) permite otimizar os recursos da rede. Nestes sistemas, como apenas o cabeçalho (endereço) é chaveado (o pacote é transmitido em um caminho livre e previamente negociado do começo ao fim da rede óptica) [10], torna-se fundamental o desenvolvimento de chaves ópticas com tempo de transição inferior a nanossegundos. Estas velocidades de chaveamento são desejáveis para que se diminua o tempo disponibilizado para as bandas de guarda entre os pacotes, aumentando o aproveitamento da largura de banda [11]. Em se tratando de largura de banda, é interessante que a chave possua banda larga para permitir a passagem do pacote e do cabeçalho e ainda possuir ganho óptico para compensar as perdas nas fibras. Neste contexto, as chaves baseadas em amplificadores ópticos a semicondutor (*Semiconductor Optical Amplifier* - SOA) controladas por corrente de polarização se apresentam como soluções interessantes por apresentarem velocidade no chaveamento, amplificação, transparência (para toda faixa de operação do SOA, em torno de 60 nm) e fácil integração [12].

Além das tecnologias de transição, já existem técnicas a serem aplicadas nas futuras redes fotônicas, nas quais o roteamento e encaminhamento são realizados no domínio óptico. Uma delas é a permuta de rótulos totalmente óptica (*All-Optical Label Swapping* - AOLS) [13]. Nesta, pacotes IP individuais são encapsulados com um rótulo óptico assim que entram no nó de entrada da rede óptica. No interior da rede, apenas o rótulo óptico é utilizado para roteamento. Os rótulos são pequenos se comparados com os cabeçalhos IP originais, visando à redução da latência. No AOLS, é necessário apagar e reescrever os rótulos ópticos em cada nó de chaveamento assim como converter o pacote para o comprimento de onda apropriado [14]. Nesta tecnologia, existe um subsistema conhecido como conversores em comprimento de onda de pacotes AOLS. Nestes subsistemas, o conversor em comprimento de onda realiza funções de apagamento de rótulo óptico, conversão de comprimento de onda do pacote, regeneração do pacote e reescrita dos rótulos. Para desempenho dessas funções, o SOA se apresenta como um dispositivo capaz de realizar todas essas atividades [13], além de poder ser utilizado como chaves controladas opticamente [15].

KEOPS (*KEys to Optical Packet Switching*) é um projeto de pesquisa relacionado a técnicas de chaveamento. Neste projeto de pesquisa, o SOA pode ser utilizado para realizar três funcionalidades essenciais: a conversão em comprimento de onda para mover os sinais para os comprimentos de onda das portadoras de saída; o chaveamento usando SOA como uma porta ligada - desligada (*on-off*) em uma chave que envia para todas as saídas ou

seleciona apenas algumas; e a regeneração (equalizadores) [16].

O SOA também se apresenta como uma solução para o problema de armazenamento óptico de pacotes, uma vez que, utilizado como conversor em comprimento de onda pode reduzir o número de linhas de atraso de fibras [17][18]. Neste ponto, é interessante salientar a importância dos conversores em comprimento de onda para o desempenho do chaveamento, melhorando o desempenho do tráfego de pacotes. Essas melhorias são manifestadas pela redução da complexidade e do tamanho das chaves, do número de portas ópticas e do número de canais de comprimento de onda [19].

Além do gargalo na comutação dos pacotes IP, essas redes baseadas em comunicações ópticas estão sujeitas às perdas por atenuação, à distorção do pulso, à interferência cruzada (*crosstalk*) e aos problemas de dispersão e ruído. Desta forma, o sinal ao chegar a um nó da rede, além de ser comutado, é interessante que possa ser regenerado. A regeneração pode ser feita totalmente no domínio óptico através de reamplificação, reformatação e resincronização (*Reamplifying, Reshaping and Retiming* - 3R), sendo que para alguns sistemas apenas as duas primeiras são suficientes. Ainda é possível realizar a regeneração junto com a conversão em comprimento de onda, o que para um roteamento é de extremo interesse. Novamente, o SOA pode ser utilizado para este tipo de aplicação através dos seus efeitos não-lineares [20].

Caso os problemas de comutação sejam resolvidos, um novo gargalo se apresenta no encaminhamento dos dados até o usuário final através das fibras ópticas. Dentre as várias soluções para a chegada da fibra ao usuário final (*Fiber To The Home* - FTTH), a rede óptica passiva (*Passive Optical Networking* - PON) tem sido considerada como a solução da nova geração, devido à sua grande capacidade de transmissão, segurança de rede e transparência de dados [21]. Nas redes PON, o SOA pode ser utilizado como amplificador quando operado de forma linear [22]. Além desta funcionalidade, o SOA pode ser aproveitado como regenerador e apagador de informação da portadora. A alimentação adiante (*Feed-Forward* - FF) é uma das técnicas que pode ser utilizada para o apagamento de informação e reutilização da portadora, bem como para regeneração do sinal [23][24].

Conforme explicitado acima, o SOA se apresenta como um versátil candidato para executar operações de conversão em comprimento de onda, regeneração e chaveamento, tendo como uma das suas principais vantagens seu pequeno tamanho, o qual permite sua integração em circuitos integrados opto-eletrônicos (*Opto-electronics Integrated Circuit* - OEIC) [25]. Desta forma, o SOA apresenta-se como uma solução para diversas limitações nos sistemas de telecomunicações atuais e futuros, sendo um dispositivo promissor tanto para extrair ou adicionar os canais DWDM (*Add and Drop Multiplex* - ADM) na tecnologia chamada conexão cruzada (*Optical Cross Connect* - OXC), como para o chaveamento de pacotes com controle eletro-



óptico ou totalmente óptico. A simultaneidade do chaveamento espacial com a conversão em comprimento de onda e com a regeneração, permitida pelo uso de SOAs em circuito integrado compondo uma chave do tipo “chave de ponto cruzado” (*Cross-Point Switch*) pode ser bastante útil em aplicações como, por exemplo, falha em um enlace WDM [26].

Esta tese<sup>1</sup> se insere neste contexto geral de limitações atuais e possíveis soluções para as dificuldades supracitadas. Chaves controladas opticamente baseadas em SOAs apresentam tempo de chaveamento de centenas ou mesmo dezenas de picossegundos [15]. Todavia, para chaves com o controle eletro-óptico, como a chave de ponto cruzado (*cross-point switch*), na qual alguns SOAs são chaveados pelo controle da corrente de polarização, o tempo de chaveamento desses casos é da ordem de nanossegundos para dispositivos tipo “*bulk*”. A redução deste tempo é importante para melhorar o desempenho das chaves espaciais nas redes DWDM e a técnica a ser aperfeiçoada nesta tese poderá ser capaz de realizar eficientemente esta tarefa. Além disso, o SOA pode desempenhar um papel importante nas soluções requeridas para as conexões cruzadas, uma vez que o SOA pode atuar como uma chave óptica integrável de alto desempenho [27]. Em acréscimo, as chaves ópticas espaciais combinadas à conversão em comprimento de onda e à regeneração empregando SOAs seriam interessantes no roteamento óptico DWDM, no caso de falhas em rede fotônicas. Desta forma, seria importante implementar baseados em SOAs, uma chave ultrarrápida, assim como um dispositivo capaz de realizar regeneração e conversão em comprimento de onda simultaneamente.

## 1.2 Estado da Arte

Nesta seção, é apresentado o estágio tecnológico e científico das aplicações em SOA abordadas nesta tese, dividindo-se em três áreas, conforme os assuntos a serem abordados:

### 1.2.1 Chaves Ópticas

Conforme mencionado anteriormente, o chaveamento óptico é de extrema importância na comutação dos pacotes IP. As tecnologias de chaveamento óptico incluem chaveamento baseado em sistemas micro-eleto-mecânicos (*Micro-Electro-Mechanical Systems* - MEMS), chaveamento termo-óptico, chaveamento acústico-óptico, chaveamento totalmente óptico, e chaveamento eletro-óptico [12].

MEMS ópticos têm como vantagens pequeno tamanho, fácil integração, além de apresentarem baixo custo de produção e serem compactos. Entretanto, apresentam algumas

---

<sup>1</sup>Este trabalho teve o suporte da FAPESP através da bolsa de doutorado (processo FAPESP 06/55074-5) e do CEPOF (processo FAPESP 2005/51689-2).

limitações como problemas relacionados ao *crosstalk*, empacotamento, confiabilidade e escalabilidade para um número maior de portas. MEMS baseados em espelhos conseguem realizar o chaveamento em dezenas de milissegundos [28]. Novas técnicas têm utilizado os MEMS ópticos integrados a outros dispositivos como guias de onda de silício (tempo de chaveamento de 1 ms) [29] ou filtros de anéis ressonantes [30], buscando melhores resultados no tempo de chaveamento. Um controle para chaves baseadas em MEMS utilizando alimentação adiante (*Feed-Forward*) e retro-alimentação (*Feed-back*), conseguiu reduzir o tempo de chaveamento para 0,2 ms [31]. Conseguiu-se diminuir ainda mais este tempo, através da inserção de MEMS em um guia de onda com cavidade planar, obtendo-se o valor de 10  $\mu$ s [32], ainda muito acima dos picossegundos desejados para o aumento na velocidade de comutação de pacotes.

Chaves termo-ópticas são baseadas em efeitos termo-ópticos de guias de onda ou em fenômenos térmicos de materiais. Chaves termo-ópticas baseadas em interferômetros de Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Interferometer* -MZI) conseguem realizar o chaveamento em tempos menores que 4 ms [33]. De uma forma geral, esse tipo de chave apresenta tempo de chaveamento da ordem de milissegundos [12]. Já as chaves baseadas em efeitos acústico-ópticos em cristais possuem tempo de chaveamento de centenas de nanossegundos [12]. Além dessas chaves, chaves acusto-ópticas baseadas em acoplamento intermodal em fibras apresentam tempo de chaveamento de 40  $\mu$ s [34].

O chaveamento totalmente óptico se apresenta com uma solução para o futuro. Essas chaves baseiam-se nos efeitos ópticos não-lineares presentes em guias de onda ópticos, sendo também chamadas de chaves controladas opticamente, das quais existem dois tipos: chaves baseadas em fibras e baseadas em semicondutores. Os tempos de chaveamento para estes tipos de chaves variam de dezenas a centenas de picossegundos. Estudos de chaves totalmente ópticas baseadas em cristais fotônicos de silício [35], permitiram a obtenção de valores de tempo de chaveamento inferiores a 100 ps [36]. Existem outros estudos baseados em MZI [37], em fluidos magnéticos [38], em interferências multimodais (*Multimode Interference* - MMI) [39], em dispositivos paramétricos de fibras [40], em cristais fotônicos dopados com nano-estruturas [41] e em outras tecnologias. O próprio SOA também pode ser utilizado para chaveamento totalmente óptico, sendo que nestes casos, os efeitos não-lineares do SOA é que farão o chaveamento e não a polarização através da injeção de corrente, obtendo tempos de chaveamento de centenas ou mesmo dezenas de picossegundos [15]. Embora no atual estágio de desenvolvimento as chaves totalmente ópticas demonstrem ser caras e complexas, observa-se a grande quantidade de diferentes estudos visando ao melhor desempenho destas chaves, demonstrando ser um tema que está em ascensão, atraindo muitos esforços de pesquisa.

Chaves eletro-ópticas se apresentam como um bom exemplo de uma área importante, na

qual ocorre a integração de microondas e fotônica (*Microwave Photonics*) [42]. Estas chaves realizam as funções de chaveamento óptico através de efeitos eletro-ópticos, os quais oferecem baixos valores de tempos de chaveamento. Os principais tipos são: chaves usando  $\text{LiNbO}_3$  [43]; chaves baseadas em cristais líquidos (tempo de chaveamento de centenas a dezenas de microssegundos) [44]; chaves eletro-holográficas (tempo de chaveamento inferior a 10 ns) [45]; chaves utilizando grades de Bragg (tempo de chaveamento de 10 a 50 ns) [46] e chaves baseada em SOAs (tempo de chaveamento de centenas de picossegundos) [47]. Existem técnicas eletro-ópticas mais rápidas como no caso [48], no qual o chaveamento ocorre pela passagem da luz através de um modulador de polarização e de um divisor de feixe de polarização, obtendo-se valores de 25 ps para o tempo de chaveamento. Apesar dessa velocidade no chaveamento, esta chave é extremamente dependente da polarização, o que em sistemas reais dificulta sua utilização.

Desta forma, embora existam chaves totalmente ópticas e mesmo chaves eletro-ópticas mais rápidas do que as chaves baseadas em SOA, estas se apresentam como soluções mais interessantes devido às suas inúmeras vantagens, dentre elas: simplicidade, baixo preço, pouca dependência à polarização e grande amplificação do sinal, vantagens estas não apresentadas pelas chaves mais rápidas comentadas anteriormente. As chaves baseadas em SOAs são capazes de satisfazer as propriedades necessárias às técnicas de chaveamento: vantagens quanto à velocidade de operação e complexidade do circuito, energias empregadas em níveis similares aos da eletrônica e capacidade de integração. Além dessas vantagens, o SOA possui banda larga e ganho suficiente para compensar perdas nas fibras. Uma das suas poucas desvantagens é o seu alto consumo de energia se comparado a outros tipos de chaves, induzindo a sua aplicação para sistemas com uma quantidade pequena de chaves ou mesmo para sua utilização em supercomputadores [49]. Como hoje e por um bom tempo, uma pequena quantidade de comutadores ópticos é suficiente e o interesse por supercomputadores é crescente, as chaves baseadas em SOAs se apresentam como promissores dispositivos.

No estudo de chaves eletro-ópticas baseadas em SOAs, pesquisas feitas pelo grupo de pesquisa da Universidade de Santa Barbara (Califórnia) utilizando SOAs integrados a MMIs relacionados ao armazenamento de pacotes ópticos merecem destaque. Nessas pesquisas, as chaves baseadas em SOA apresentam um tempo de chaveamento de 0,5 a 1 ns (cálculo considerando tempo de subida 20%-80%) [11][50].

O grupo de pesquisa do Prof. Evandro Conforti vem realizando intensa pesquisa sobre as chaves espaciais baseadas em SOAs, buscando-se a redução do tempo de chaveamento para dezenas de picossegundos. Nos trabalhos já realizados pelo grupo, visando a diminuir o tempo de chaveamento do SOA, construiu-se uma chave com injeção de corrente no SOA

de tal forma que um pré-impulso adicionado a um pulso elétrico injeta uma corrente muito rápida de chaveamento no SOA. Esta técnica foi denominada de PISIC (*Preimpulse Step-Injected Current Technique* - PISIC) [47][51]. Esta injeção causa um rápido aumento na população de portadores no SOA, com diminuição significativa do tempo de chaveamento. A técnica de pré-distorção de sinais foi primeiramente proposta para aumentar a velocidade do chaveamento de diodo laser [52] e depois para aumentar a velocidade de sintonização de comprimentos de onda no laser [53]. Inicialmente, foram obtidos resultados de tempo de chaveamento utilizando a técnica PISIC de 200 ps, mas com pequeno contraste óptico (diferença da potência óptica entre os níveis desligado/ligado). Na continuidade das pesquisas, um circuito em cabo coaxial semi-rígido foi montado para combinar vários pulsos individuais compondo um pulso formatado, tendo-se conseguido um tempo de chaveamento óptico de 650 ps (cálculo considerando tempo de subida 10%-90%) para a ativação da chave (*off-on*) e 450 ps para o desligamento (*on-off*). Neste caso, obteve-se um alto contraste entre o SOA desligado (atenuação do sinal óptico de 8 dB) e o SOA ligado (amplificação do sinal óptico de 18 dB). Salvo melhor juízo, este é o menor tempo de chaveamento eletro-óptico baseado em SOAs com este contraste [54].

Mais recentemente, o aluno de doutorado Adriano Toazza, integrante do grupo de pesquisa do Prof. Evandro Conforti, obteve um circuito equivalente do SOA, através da análise da resposta de impedância do dispositivo, sendo este circuito implementado em um *software* matemático [55], o qual operado conjuntamente com o software Z-SOA [51], permite uma simulação completa da injeção de corrente no SOA através da técnica PISIC e da resposta óptica do SOA. Desta maneira, um dos temas abordados por esta tese é a realização de simulações baseadas no circuito equivalente do SOA e na sua resposta óptica, visando à obtenção dos melhores valores dos parâmetros que envolvem o chaveamento, considerando-se a técnica PISIC com a injeção de múltiplos pulsos utilizando um combinador resistivo de microondas. A análise dos resultados buscará a proposição de melhorias na técnica utilizada, bem como possíveis alterações nas características dos SOAs que favorecerão o aumento da velocidade do tempo de chaveamento [56].

### 1.2.2 Regenerador 2R e Conversor

As futuras redes ópticas irão necessitar de conversores em comprimento de onda e, em muitos casos, da regeneração do bit no domínio totalmente óptico. A possibilidade de regeneração do pulso enquanto ocorre a conversão em comprimento de onda poderá ter muita importância para enlaces de médias e longas distância [57]. Nessas redes de comunicação óptica em altas taxas, os sinais de dados sofrem deterioração à medida que se propagam

devido ao ruído de emissão espontânea amplificada (*Amplified Spontaneous Emission - ASE*) causado pelos amplificadores ópticos, à distorção do pulso causada pela dispersão intrínseca e à interferência cruzada [58]. Regeneradores totalmente ópticos são componentes essenciais para a restauração do sinal, evitando limitações das conversões opto-eletrônicas. A regeneração pode ser do tipo 2R, reamplificação e reformatação, ou 3R, no qual a re-sincronização é adicionada para solucionar problemas de tremores (*jitter*) [59]. Diversos regeneradores têm sido propostos para a regeneração 3R em altas taxas, baseados em SOAs. Alguns utilizam o cascadeamento de SOAs [60], outros usam SOAs baseados em MZIs [61]. A integração de SOA e laser DFB (*Distributed Feed-Back - DFB*) também é otimizada para a regeneração 3R [62].

Para pequenas e médias distâncias, nas quais apenas o ruído de amplitude e a distorção são os únicos problemas a serem considerados, os processos de reamplificação e reformatação são suficientes para manter a qualidade do sinal [20]. Como comentado anteriormente, o SOA é um promissor dispositivo para regeneração 2R [63] e para conversão em comprimento de onda [64][65]. Muitas técnicas para regeneração 2R baseada em SOA têm sido propostas e testadas, por exemplo: usando o efeito mistura de quatro ondas (*Four-Wave Mixing - FWM*) [58][66], integrando a um MZI [67], usando MMI-SOA [68], usando somente o efeito de modulação cruzada de fase (*Cross-Phase Modulation - XPM*) [69] ou usando este conjuntamente com filtragem [70][71], cascadeando SOAs [72], usando técnica de alimentação adiante [73], usando SOA e um absorvedor elétrico (*Electro-Absorber - EA*) integrados [74], usando SOAs *Quantum dot* [75] e usando o efeito de modulação cruzada de ganho (*Cross-Gain Modulation - XGM*) [76][77]. A maioria dessas técnicas requer complexas montagens e/ou envolve pontos críticos de operação, mesmo os casos mais simples baseados nas características do efeito de modulação cruzada de ganho. Além disso, nem todas as técnicas mencionadas são capazes de realizar a conversão simultaneamente com a regeneração.

O grupo de pesquisa do Prof. Evandro Conforti já possui um extenso trabalho sobre conversores baseados em SOAs, possuindo alguns trabalhos [78][79] e dissertações de mestrado sobre o assunto [80][81]. Dando continuidade a este assunto, foram feitos alguns trabalhos relacionados à conversão em comprimento de onda baseada nos efeitos não-lineares do SOA: XGM [82][83], FWM [84][85] e XPM com uso de um filtro [86][87]. Esses trabalhos foram feitos paralelamente a esta tese, e não serão por ela abordados, mas foram essas pesquisas que possibilitaram um estudo dos diversos efeitos não-lineares do SOA e uma caracterização dos SOAs disponíveis em nosso laboratório, permitindo a implementação do regenerador e conversor em comprimento de onda apresentado nesta tese.

Recentemente, um regenerador 2R baseado em XGM foi proposto, usando um SOA para

conversão em um modo contra-propagante e outro SOA, profundamente saturado, para se ter a compressão de ganho cruzado (*Cross-Gain Compression* - XGC) entre dois sinais, os quais necessitam ser sincronizados por uma linha de atraso óptico [76]. O grupo de pesquisa da Escola Superior de Sant'Anna (Itália) desenvolveu este regenerador, cujo princípio se assemelha a uma técnica de alimentação adiante totalmente óptica. Além disto, este regenerador pode ou não fazer conversão de comprimento dependendo da escolha do sinal de saída [88]. Este grupo também fez alterações neste regenerador, utilizando-se dos efeitos XGM no modo co-propagante [89]. Embora apresente bons resultados, esta técnica se mostra complexa por envolver linhas de atraso e dois SOAs.

Esta tese apresenta uma técnica mais simples baseada em XGM usando apenas um SOA, um isolador, um circulador e um laser, permitindo uma robusta operação, além de uma rápida velocidade de reconfiguração, limitada apenas pela velocidade de sintonia do laser CW (*Continuous Wave*) [90]. A regeneração é baseada no perfil abrupto da eficiência da modulação cruzada de ganho, a qual é comprimida para altas potências ópticas de entrada. As duas portadoras são amplificadas no modo contra-propagante, permitindo a conversão para outro comprimento de onda, ou caso se deseje, para o mesmo comprimento de onda. Nesta tese, essa técnica é caracterizada para diferentes tipos de deterioração do sinal de entrada, analisando-se fatores como: potência das portadoras ópticas modulada e CW, fator de qualidade Q, espaçamento espectral entre as portadoras ópticas (*detuning*), taxas de modulação [91][92], taxa de erro de bit (*Bit Error Rate* - BER) e razão de extinção (*Extinction Ratio* - ER) [93].

### 1.2.3 Técnica de alimentação adiante

A técnica de alimentação adiante (*Feed-Forward*) é uma técnica muito utilizada em controle eletrônico de sistemas [94]. Como esta técnica é baseada na utilização de uma amostra do sinal inicial para alimentar o sistema, ela pode ser tranquilamente utilizada no domínio eletro-óptico ou totalmente óptico. No domínio óptico, um exemplo já comentado é o regenerador 2R apresentado em [76]. No domínio eletro-óptico, esta técnica vem sendo utilizada conjuntamente com o SOA, tendo diversas funcionalidades. A técnica de alimentação adiante usando SOAs pode realizar o controle de linhas de atraso [95], bem como controlar o ganho do SOA para equalização de potência em redes de chaveamento óptico de rajadas [96]. Esta técnica também é utilizada para reduzir as não-linearidades dos SOAs [97] e para obter *buffers* ópticos [98].

Como mencionado anteriormente, os sistemas de comunicações baseados em fibra apresentam um gargalo que é a chegada das fibras até o usuário final. Neste contexto, as redes

PON se apresentam como uma das principais soluções. Nestas redes PON, o uso da técnica de alimentação adiante ganha importância, pois ela pode ser utilizada para o apagamento da modulação presente na portadora e a reutilização desta [99]. Devido a esta importância, há uma linha de pesquisa no grupo do Prof. Evandro Conforti visando ao aproveitamento desta técnica para o apagamento da modulação da portadora ou para obtenção de um regenerador 2R. A técnica de alimentação adiante utilizada nestes casos ocorre no domínio eletro-óptico, consistindo em modular a corrente de polarização do SOA com um sinal cuja forma e fase coincidem com as da portadora óptica modulada em amplitude que está sendo injetada simultaneamente com a corrente na região ativa do SOA. Esta coincidência na forma e na fase é obtida pela conversão de uma amostra do sinal óptico de entrada em um sinal de corrente, que alimenta o terminal de polarização do SOA [23].

Esta técnica é a mesma para o apagamento e para regeneração, sendo a única diferença, o sinal de corrente utilizado para a polarização do SOA, que no primeiro caso está invertido em  $180^\circ$  na fase. Os primeiros trabalhos do grupo do Prof. Conforti foram de utilização da técnica de alimentação adiante para regeneração 2R [24][73], sendo posteriormente abordado o apagamento e reuso da portadora [23]. Esses trabalhos só conseguiram apresentar resultados experimentais para taxas de até 550 Mbit/s [100] e simulados até 10 Gbit/s (com a utilização de um filtro MZI)[24]. Recentemente, um novo trabalho utilizando SOAs refletivos (*Reflective Semiconductor Optical Amplifier* -RSOA) conseguiu demonstrar experimentalmente a utilização da técnica de alimentação adiante para apagamento para taxa de 1,25 Gbit/s [101].

Como a técnica de alimentação adiante envolve a injeção de pulsos de corrente na região ativa do SOA, o circuito equivalente e as simulações realizadas para o chaveamento eletro-óptico podem ser aproveitados para um estudo mais detalhado desta técnica. Desta forma, através de simulações baseadas no circuito equivalente obtido, foi feito um estudo sobre a técnica de alimentação adiante para sua utilização como regenerador 2R para diferentes taxas, visando observar até qual taxa, essa técnica pode ser utilizada de forma eficiente.

### 1.3 Objetivos

Esta tese tem como objetivo o estudo de algumas aplicações do SOA. Uma destas aplicações é a de chave eletro-óptica. Nesta tese, busca-se obter melhoria do tempo de chaveamento de chaves baseadas em SOA utilizando a técnica PISIC juntamente com a injeção de múltiplos pulsos de corrente. Para o estudo dessas melhorias, faz-se uso de simulações a partir do circuito equivalente e do *software* de resposta óptica já obtidos em outros trabalhos

do grupo. Nas simulações, procura-se obter o melhor formato dos pulsos a serem injetados na cavidade ativa do SOA, bem como a melhor configuração do SOA para ser utilizado em chaveamento, sugerindo-se possíveis modificações em parâmetros intrínsecos do SOA.

Uma outra aplicação do SOA estudada é a de regenerador 2R. Nesta tese, apresenta-se uma técnica simples de regeneração e conversão em comprimento de onda baseada em um único SOA, utilizando-se o efeito não-linear XGM. Uma extensa caracterização desta técnica é apresentada utilizando-se diversos métodos de deterioração do sinal de entrada. Além desta técnica de regeneração, é apresentado um estudo da aplicação da técnica de alimentação adiante em conjunto com a injeção de múltiplos pulsos de corrente para se obter regeneração 2R. Com base nas simulações do chaveamento eletro-óptico, são realizadas simulações da técnica de alimentação adiante, buscando um estudo da utilização desta técnica para taxas de bits de até 10 Gbit/s.

De forma geral, os objetivos desta tese são: o aperfeiçoamento da técnica PISIC para melhoria do tempo de chaveamento das chaves eletro-ópticas, buscando-se apresentar em que áreas desta pesquisa deve-se continuar o estudo visando à diminuição do tempo de chaveamento; a apresentação de uma técnica simples para regeneração 2R e conversão em comprimento de onda e o estudo da técnica de alimentação adiante utilizada como regenerador 2R para taxas de até 10 Gbit/s.

## 1.4 Estrutura da tese

Neste Capítulo 1, foi apresentada uma introdução sobre esta tese envolvendo a motivação do trabalho, o estado da arte das aplicações em SOA abordadas na tese, o objetivo, a estrutura da tese e as principais contribuições. Os demais capítulos da tese encontram-se estruturados da seguinte maneira:

- Capítulo 2: Neste capítulo, são apresentados aspectos teóricos relativos ao comportamento dinâmico e à modelagem do circuito equivalente de lasers. A semelhança entre SOA e laser é comentada, possibilitando a utilização do mesmo circuito equivalente para os dois dispositivos. As equações de taxa que regem estes dispositivos são apresentadas, permitindo um melhor entendimento da dinâmica de portadores e dos efeitos não-lineares do SOA, fundamentais para a melhor compreensão dos capítulos seguintes. Além disso, figuras de mérito utilizadas ao longo da tese são comentadas.

- Capítulo 3: O estudo do chaveamento eletro-óptico baseado em SOA utilizando a técnica PISIC com injeção de múltiplos pulsos é apresentado neste capítulo. O circuito equivalente e o *software* de simulação da resposta óptica são apresentados. Uma rápida demonstração



do ajuste dinâmico de parâmetros utilizado para se obter a resposta simulada mais próxima da experimental é explicitada. Uma vez ajustados os parâmetros, diversas simulações são realizadas, observando-se as respostas obtidas após o circuito equivalente e as respostas ópticas simuladas. Nestas diversas simulações, o tempo de subida e descida são calculados bem como as flutuações que surgem com as diversas configurações dos parâmetros de simulação. A partir das simulações, discussões acerca das flutuações e das possíveis modificações dos parâmetros do SOA são apresentados

– Capítulo 4: Neste capítulo é apresentado o regenerador 2R e conversor em comprimento de onda baseado em único SOA através do efeito XGM. São apresentadas as diversas formas de deterioração do sinal de entrada e os vários parâmetros utilizados para caracterização deste regenerador. Uma análise do desempenho do regenerador em função de cada parâmetro também é apresentada.

– Capítulo 5: A simulação da técnica de alimentação adiante juntamente com a injeção de múltiplos pulsos de corrente utilizando SOA para regeneração 2R é apresentada. Um estudo para taxas de até 10 Gbit/s é apresentado, para diferentes amplitudes dos pulsos de corrente. Uma discussão sobre a possível limitação de taxa da técnica e sobre soluções para se operar em taxas mais elevadas é apresentada.

– Capítulo 6: São apresentadas as conclusões sobre o trabalho e as perspectivas abertas para realizações futuras.

Após os capítulos, os artigos publicados durante o período do doutorado são relacionados.

## 1.5 Principais contribuições

Apresentam-se como principais contribuições desta tese de doutorado:

1. O estudo do chaveamento eletro-óptico baseado em SOA utilizando a técnica PISIC com injeção de múltiplos pulsos, sendo realizadas medições experimentais e simulações. Nas simulações, utilizam-se um circuito equivalente para SOAs (que permite obter o formato do sinal de corrente que chega à região ativa do SOA) e um software de simulação da resposta óptica do SOA (Z-SOA). Um estudo do formato ideal do pré-impulso a ser injetado na região ativa do SOA é realizado, assim como, o estudo de possíveis modificações intrínsecas ao SOA. Com a realização destes estudos, foi possível se obter (em simulações) tempos de chaveamento da ordem de 300 ps;
2. A apresentação de um regenerador 2R simples baseado no efeito da modulação cruzada de ganho no modo contra-propagante utilizando um único SOA. Uma relação ideal

entre a potência do sinal modulado de entrada e do sinal CW foi obtida, relação esta que permite a obtenção de efeitos regenerativos simultaneamente com a conversão em comprimento de onda em uma técnica de conversão amplamente conhecida (XGM);

3. Um estudo por meio de simulações da técnica de alimentação adiante em SOAs para obtenção da regeneração do sinal óptico. Nestas simulações, é utilizada a técnica PISIC com injeção de múltiplos pulsos, assim como, o circuito equivalente do SOA, demonstrando-se o funcionamento adequado da técnica para taxas de 0,5 e 1 Gbps e limitação para taxa de 10 Gbps.

# Capítulo 2

## Aspectos teóricos

Neste capítulo, são apresentados aspectos teóricos relativos ao comportamento dinâmico e à modelagem de lasers semicondutores, assim como um circuito equivalente de lasers com as respectivas considerações sobre este circuito. A semelhança entre lasers e SOAs é abordada. Equações relativas à conversão em comprimento de onda via XGM utilizando SOA são apresentadas, assim como figuras de mérito que serão utilizadas ao longo desta tese.

Os temas abordados neste capítulo visam permitir um melhor entendimento dos temas centrais da tese abordados nos demais capítulos.

### 2.1 Comportamento dinâmico de lasers semicondutores

Lasers são as fontes de luz mais utilizadas em sistemas de comunicações ópticas. Um laser semicondutor nada mais é que uma junção  $pn$  combinada com um oscilador óptico. A junção  $pn$  forma um diodo o qual é polarizado diretamente. Os portadores injetados se recombinam na junção  $pn$  aumentando a emissão de fótons. Se a densidade de portadores dentro da junção  $pn$  supera determinado valor, permitindo a obtenção da inversão de população, a luz gerada será amplificada, havendo a emissão de luz pelo laser. Para que isso ocorra, é necessário um meio capaz de gerar ganho óptico (meio semicondutor), assim como uma realimentação óptica eficiente obtida por meio de reflexão nas faces do laser.

Será utilizado apenas o termo laser para o caso de lasers semicondutores. Caso algum outro tipo de laser seja utilizado, ele será devidamente comentado.

Em [102], uma análise mais detalhada da modelagem do laser é apresentada abordando a condição de limiar, o ganho líquido, a relação entre a densidade de corrente e a emissão de fótons, entre outras características dos lasers. Nesta tese, apenas as equações de taxa e algumas características dinâmicas dos lasers serão apresentadas. As equações de taxa para

um único modo são apresentadas a seguir [102]:

$$\frac{dS}{dt} = \left[ G - \frac{1}{\tau_p} \right] S + R_{sp} \quad (2.1)$$

onde  $S$  é o número de fótons na cavidade ativa do laser;  $G = \Gamma g v_g$  é a taxa líquida de emissões estimuladas, sendo  $\Gamma$  fator de confinamento,  $v_g$  é a velocidade de grupo e  $g$  é coeficiente de ganho do material;  $\tau_p = [v_g(\alpha_m + \alpha_{int})]^{-1}$  é o tempo de vida dos fótons, sendo  $\alpha_m$  o coeficiente de perdas nos espelhos e  $\alpha_{int}$  o coeficiente de perdas relacionadas à absorção;  $R_{sp}$  é a taxa de emissão espontânea.

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{q} - \frac{N}{\tau_e} - GS \quad (2.2)$$

onde  $N$  é o número de portadores;  $I$  é a corrente de injeção no dispositivo;  $q$  é a carga do elétron e  $\tau_e$  é o tempo de vida dos portadores definido como:

$$\tau_e = \frac{1}{A_{nr} + Bn + Cn^2} \quad (2.3)$$

onde  $n$  é a densidade de portadores ( $n = N/V$ ,  $V$  o volume da região ativa do laser);  $A_{nr}$  é o coeficiente de recombinações não-radiativas;  $B$  é o coeficiente de recombinações radiativas e  $C$  é o coeficiente de recombinação de Auger (envolve a interação de quatro estados de energia de partículas).

O tempo de vida dos portadores apresentado na Eq. 2.3 é um dos parâmetros mais importantes, já que muitos dos resultados apresentados nos capítulos seguintes estão relacionados a ele (mais precisamente, ao tempo de vida dos portadores do SOA que, como se verá adiante, devido a semelhança entre o SOA e o laser, permite a utilização do mesmo equacionamento). Este parâmetro está associado ao tempo de resposta do laser a variações na corrente de polarização. É importante observar a dependência do tempo de vida dos portadores com a densidade de portadores.

A partir das equações de taxa, algumas importantes características dinâmicas dos lasers são apresentadas: tempo de atraso de ativação (*turn-on delay*) e oscilações de relaxação.

### 2.1.1 Tempo de atraso de ativação (*turn-on delay*)

Quando um laser semiconductor é ativado por meio de variação na corrente de polarização (por exemplo, aplicação de um pulso), a resposta deste dispositivo leva um tempo diferente de zero para se ajustar a um transiente. A Fig. 2.1 ilustra a evolução temporal do número de portadores ( $N$ ) e do número de fótons do modo principal do laser ( $S$ ). No exemplo

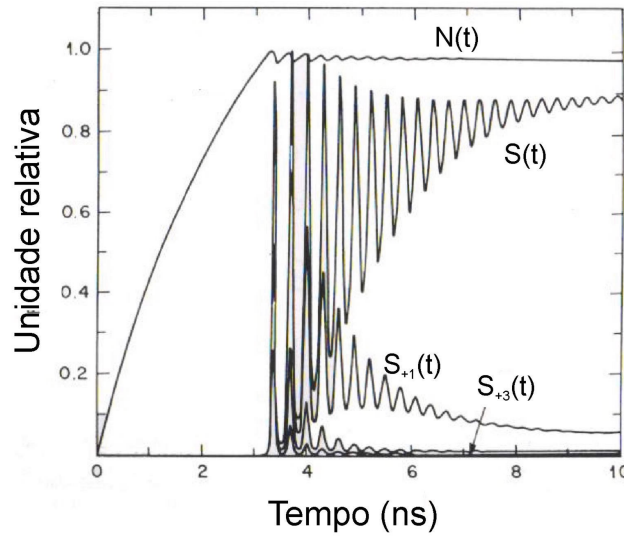


Figura 2.1: Evolução da população de portadores e fótons no domínio do tempo, exibindo as oscilações de relaxação (adaptado de [102]).

ilustrado na figura, observa-se um tempo superior a 2 ns para que se inicie a emissão de fótons. O intervalo de tempo ilustrado é o tempo de atraso de ativação (*turn-on delay*), sendo característica de qualquer laser. O tempo de atraso de ativação ( $t_d$ ) indica que as emissões estimuladas não superam as emissões espontâneas até que a concentração de portadores tenha alcançado o valor de limiar ( $N_{th}$ ) [102].

Com intuito de calcular este tempo de atraso com a utilização das equações de taxa já apresentadas, é necessário considerar se a corrente de polarização inicial ( $I_{off}$ ) está abaixo ou acima da corrente de limiar ( $I_{th}$ ). Porém, como em todos os estudos realizados nesta tese, a corrente de polarização é igual ou superior a corrente de limiar, este será o único caso apresentado neste capítulo.

### Corrente de polarização acima da corrente de limiar

Caso o laser seja polarizado acima do limiar, o número de fótons ( $S$ ) demora algum tempo para aumentar do nível  $S_{off}$  em  $I = I_{off}$  para  $S_{on}$  em  $I = I_{on}$ . O intervalo de tempo entre o início do pulso de corrente e o tempo no qual a potência é  $P_{on}$  ( $S_{on}$  fótons) é obtida, é chamado  $t_{on}$  (este intervalo de tempo considera o tempo de atraso de ativação ( $t_d$ ) somado ao tempo de subida da resposta óptica). A Fig. 2.2 ilustra os termos utilizados. Durante este intervalo de tempo, o número de fóton ( $S$ ) se mantém relativamente próximo ao do nível de polarização  $S_{off}$ . Assim, na Eq. 2.2,  $S$  deve ser substituído por  $S_{off}$ . A densidade de portadores  $n$  se mantém próxima a densidade de portadores no limiar ( $n_{th}$ ) durante o

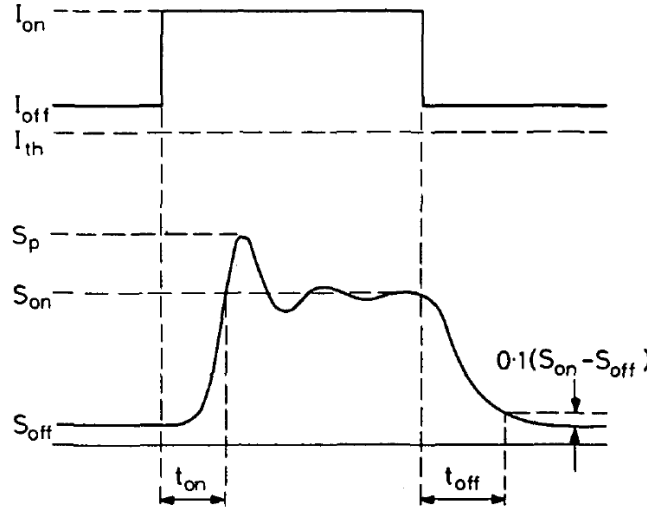


Figura 2.2: Resposta de um laser semicondutor a um pulso de corrente [104].

intervalo de tempo  $t_{on}$ . Assim, o termo de recombinação de portadores (segundo termo na Eq. 2.2) pode ser desconsiderado.

Se a corrente é ligada em  $t = 0$  em  $I_{off}$  para  $I_{on}$ , a Eq. 2.2 pode se simplificada, para [103]:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{I_{on} - I_{off}}{qV} \quad \text{para } 0 < t < t_{on} \quad (2.4)$$

e então se obtém:

$$n - n_{th} = \frac{I_{on} - I_{off}}{qV} t \quad \text{para } 0 < t < t_{on} \quad (2.5)$$

Desconsiderando a pequena contribuição da emissão espontânea e considerando o ganho como função da densidade de portadores, pode-se simplificar a Eq. 2.1 [103]:

$$\frac{dS}{dt} = \frac{S}{\tau_p} \frac{dG}{dn} (n - n_{th}) \quad \text{para } 0 < t < t_{on} \quad (2.6)$$

Após a inserção da Eq. 2.5, tem-se [103]:

$$S = S_{off} \exp \left( \frac{dG}{dn} \frac{I_{on} - I_{off}}{qV} \frac{t^2}{2\tau_p} \right) \quad (2.7)$$

Para  $t = t_{on}$ , o número de fótons  $S = S_{on}$  é obtido, resolvendo Eq. 2.7 tem-se [103]:

$$t_{on} = \frac{\sqrt[2]{2}}{\Omega_r} \left[ \ln \left( \frac{S_{on}}{S_{off}} \right) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{\sqrt[2]{2}}{\Omega_r} \left[ \ln \left( \frac{P_{on}}{P_{off}} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.8)$$

onde  $\Omega_r$  é frequência angular de ressonância das oscilações de relaxação que será abordada na subseção seguinte.

### 2.1.2 Oscilação de relaxação em lasers

Além do tempo de atraso de ativação, o fenômeno de oscilação de relaxação também ocorre como resposta a um transiente. Essas oscilações são importantes por limitarem a largura de banda de modulação dos lasers semicondutores. Estas oscilações de relaxação resultam da interrelação entre o número de fótons e o número de portadores com seus respectivos tempos de vida,  $\tau_p$  e  $\tau_e$ . Além disso, tais oscilações são manifestações do caráter de ressonância da cavidade do laser, na qual a energia do sistema é trocada entre as populações de elétrons e fótons antes do estado estacionário ser atingido [102].

Se um pulso de corrente é aplicado na cavidade ativa do laser, a densidade de portadores aumenta e eventualmente excede o nível de limiar ( $n_{th}$ ). Para  $n > n_{th}$ , ocorre o rápido aumento do número de fótons ( $S$ ) o qual ultrapassa o valor do estado estacionário. Este grande número de fótons ocasiona um elevado consumo de portadores. Então, a densidade de portadores decai novamente até atingir um valor inferior ao nível de limiar ( $n_{th}$ ). Para  $n < n_{th}$ , a densidade de fótons rapidamente decresce para níveis muito baixos até a densidade de portadores crescer novamente. O processo é repetido, apresentando o comportamento da Fig. 2.1.

Para se obter o valor da frequência de oscilação a partir das equações de taxa (Eq. 2.1 e Eq. 2.2), será assumido que o ganho  $G$  tem uma certa dependência com o número de fótons ( $S$ ). Esta dependência é explicada através de mecanismos como: queima espectral de lacunas, aquecimento de portadores e absorção de dois fótons [102]. Assumindo que a corrente de operação está acima da corrente de limiar, pode-se linearizar as equações de taxa, aplicando o princípio das perturbações em torno dos pontos estacionários. Desta forma:

$$S = S_0 + \delta S \quad (2.9)$$

$$N = N_0 + \delta N \quad (2.10)$$

onde  $S_0$  e  $N_0$  são os valores estacionários para número de fótons e de portadores e  $\delta S$  e  $\delta N$  são as perturbações em torno dos pontos estacionários. Substituindo as Eq. 2.9 e Eq. 2.10

nas equações Eq. 2.1 e Eq. 2.2 e assumindo certas considerações apresentadas em [102], pode-se chegar ao seguinte resultado para frequência de oscilação de relaxação:

$$\Omega_R = \left[ (G + G_{fotons} S_0) (G_N S_0) - \frac{(\Gamma_N - \Gamma_{fotons})^2}{4} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.11)$$

onde:

$G_{fotons} = \frac{\partial G}{\partial S}$  é o ganho em função do número de fótons;

$G_N = \frac{\partial G}{\partial N}$  é o ganho em função do número de portadores;

$\Gamma_N = \frac{1}{\tau_e} + G_N S_0$  é a taxa de decaimento de portadores;

$\Gamma_{fotons} = -G_{fotons} S_0$  é a taxa de decaimento de fótons.

Observa-se que a frequência de oscilação de relaxação é muito dependente do ganho do laser. Por sua vez, o ganho do laser depende das características de ressonância da cavidade (como por exemplo, a refletividade das facetas), confirmando o caráter das oscilações de relaxação.

A taxa de amortecimento das oscilações de relaxação é dada por:

$$\Gamma_R = \frac{1}{2} (\Gamma_{fotons} + \Gamma_N) \quad (2.12)$$

Uma expressão alternativa para a frequência de oscilação de relaxação em termos de corrente do laser é:

$$\Omega_R = \left[ \frac{G_N (I - I_{th})}{q} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.13)$$

Desta forma, qualquer variação na corrente de polarização do laser acarreta um tempo de atraso devido à necessidade da densidade de portadores superar o nível de limiar para que a emissão estimulada possa ocorrer com maior intensidade. Afora isso, o caráter de ressonância da cavidade do laser irá propiciar oscilações até que o nível estacionário seja obtido. Estes comportamentos poderão ser estendidos aos SOAs. A diferença principal é que as oscilações de relaxação em SOAs não são causadas pelo caráter de ressonância da cavidade, já que para estes dispositivos praticamente não há reflexões nas facetas (*Traveling Wave SOA* - TW-SOA). O motivo de ocorrer comportamentos semelhantes às oscilações de relaxação em um SOA está relacionado às perdas por espalhamento no guia de onda [105].



## 2.2 Modelagem de laser semicondutores

Para ilustrar a modelagem de laser semicondutores até a obtenção de um circuito equivalente, o trabalho realizado por R.S. Tucker será considerado como referência. Inicialmente, dois tipos de lasers diferenciados por suas estruturas são utilizados como exemplos, apresentando-se alguns componentes que irão integrar o circuito equivalente a ser obtido.

O primeiro tipo de laser é o *Ridge Waveguide Laser* ilustrado na Fig. 2.3. Nesta figura, podem-se observar associações de elementos da estrutura deste laser com componentes como: capacitores, resistores e diodo lasers.

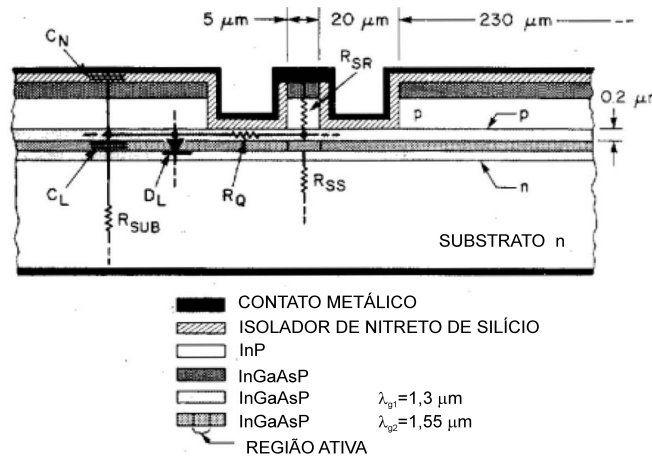


Figura 2.3: Seção de um laser Ridge Waveguide (adaptado de [106]).

Os componentes elétricos parasitas dominantes são a resistência em série com a região ativa e a capacitância de difusão entre os contatos do material. A resistência total em série ( $R_S$ ) é a soma da resistência  $R_{SR}$  (incluindo a resistência de contato na interface entre o metal e camada ativa) e a resistência  $R_{SS}$  do substrato abaixo da região ativa. A resistência  $R_{SR}$  é a maior destas duas resistências e domina  $R_S$ . A capacitância parasita de fuga relacionada ao substrato ( $C_S$ ) é resultado da associação em série da capacitância  $C_N$  (associada com a camada isolante de nitreto de silício) com a capacitância  $C_L$  da heterojunção do diodo  $D_L$  na interface  $pn$  quaternária. Esta interface é distribuída ao redor de todo o *chip*. Além disso, a resistência de substrato  $R_{SUB}$  está em série com  $C_L$  [106].

É importante observar que a capacitância entre o metal-isolante-semicondutor (MIS),  $C_N$ , e a capacitância  $C_L$  estão distribuídas ao longo de toda a largura do *chip*, podendo assim, assumir altos valores. Valores típicos para estes componentes no caso de um laser *Ridge Waveguide* são:  $C_N = 8$  a  $15$  pF e  $C_L = 40$  a  $400$  pF.

Os elementos parasitas dominantes associados ao encapsulamento do *chip* do laser são a

indutância de um fio de ligação ( $L_p$ ), a resistência  $R_p$  e a capacitância de fuga para o nível de tensão de terra ( $C_p$ ). A Fig. 2.4 mostra um modelo de circuito para os elementos parasitas do encapsulamento e do *chip*. O modelo apresenta uma fonte de corrente representada por  $I_S$  e uma resistência interna desta fonte ( $R_{IN}$ ). Além disso,  $I_L$  representa a corrente DC de fuga que não atravessa a região ativa e  $I_A$  é a corrente na região ativa.

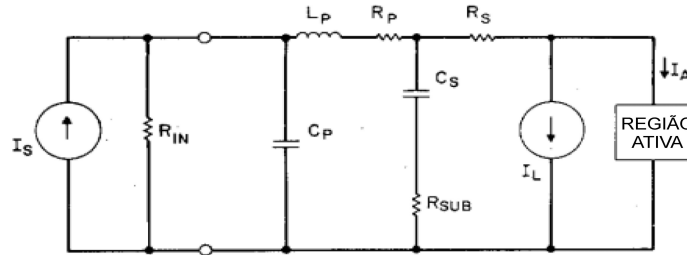


Figura 2.4: Circuito dos componentes parasitas presentes no encapsulamento e chip do laser (adaptado de [106]).

A forma de se obter os valores dos elementos parasitas do circuito ilustrado na Fig. 2.4 emprega medições do coeficiente de reflexão de microondas, utilizando um analisador de redes. Nestas análises do coeficiente de reflexão e da resposta em impedância,  $C_S$  e  $R_S$  demonstraram ter maior influência [106].

O segundo tipo de laser a ser analisado é o laser EMBH (*Etched Mesa Buried Heterostructure*). A Fig. 2.5 apresenta uma vista da seção cruzada da estrutura do laser EMBH. A resistência  $R_{SP}$  inclui a resistência de contato na interface metal-InP. Existem três caminhos de fuga capacitiva que podem desviar a corrente para fora da região ativa em altas frequências: capacitância da camada de isolamento MIS, capacitância da junção de bloqueio de polarização reversa e capacitância da junção de polarização direta adjacente à cavidade ativa [106].

A capacitância MIS ( $C_N$ ) está distribuída ao redor de toda a área do *chip* e tem um valor semelhante ao do laser *Ridge Waveguide*. A capacitância de carga-espacial  $C_L$ , em série com  $C_N$ , ocorre devido à junção de bloqueio de polarização reversa.  $C_L$  é aproximadamente uma ordem de magnitude superior a  $C_N$ .

A capacitância da junção de bloqueio de polarização reversa segue a região *n*-InP abaixo da camada isolante e da capacitância de carga espacial  $C_L$ . Este caminho de corrente é representado na Fig. 2.5 como um rede de *RC* distribuídos usando uma aproximação, acoplando os resistores  $R_{Ni}$  ( $R_{N1}$ ,  $R_{N2}$  e etc).

O terceiro caminho de fuga é via a camada *p*-InP e a capacitância  $C_J$ , associado com a região de polarização direta da junção *pn* adjacente à camada ativa.

A significância dos três caminhos de corrente depende dos detalhes da geometria do dispo-



O parâmetro  $\epsilon$  é um pequeno número que define as características de compressão do ganho da região ativa [107].

As propriedades dinâmicas da região ativa podem ser estudadas por soluções analíticas ou numéricas das equações de taxa. Porém, uma solução alternativa é a transformação das equações de taxa em um circuito equivalente o qual é cascadeado com um circuito que contém elementos parasitas do encapsulamento e do *chip* apresentado na Fig. 2.4. Isto fornece um modelo de circuito de um laser encapsulado, o qual pode ser resolvido utilizando técnicas convencionais de análise de circuitos [108].

Para o estudo do circuito equivalente, será feita a divisão em modelo de grandes sinais e pequenos sinais. Neste último, considera-se qualquer variação temporal como perturbações em torno do valor estacionário.

### 2.2.1 Modelo do circuito equivalente de laser para grandes sinais

A Fig. 2.6 apresenta um circuito equivalente para a região ativa para a análise de grandes sinais. Este modelo foi obtido a partir das Eq. 2.14 e Eq. 2.15 utilizando uma versão simplificada do método descrito em [109].

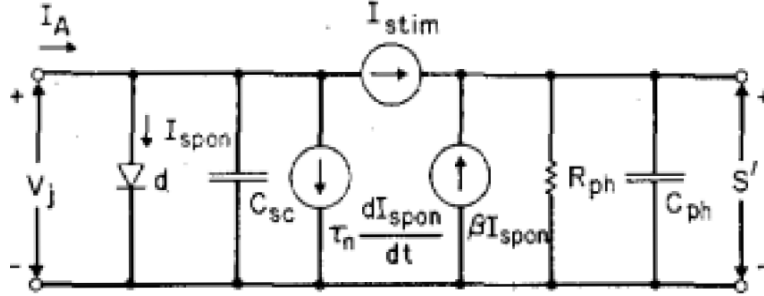


Figura 2.6: Circuito equivalente da região ativa do laser para análise de grandes sinais [106].

O estudo aqui apresentado é restrito a lasers polarizados próximo ou acima do limiar. Sob estas condições, a densidade de portadores é praticamente constante. Efeitos de alto nível de injeção são desconsiderados nesta modelagem. Assim, a característica corrente-tensão da heterojunção é modelada por um diodo Shockley  $d$  ilustrado na Fig. 2.6. A corrente do diodo é dada por [106]:

$$I_{spon} = \frac{\alpha n}{\tau_n} = I_S \exp\left(\frac{qV_j}{\eta kT}\right) \quad (2.16)$$

onde  $I_{spon}$  é a corrente de recombinação espontânea;  $I_S$  é a corrente de saturação da heterojunção;  $\eta$  é um fator empírico da heterojunção;  $k$  é a constante de Boltzmann;  $V_j$  é a

voltagem da junção; e  $T$  é a temperatura.

Uma das fontes de corrente ilustradas na Fig. 2.6 é proporcional a  $I_{spon}$ , modelando o armazenamento de cargas na região ativa e  $C_{sc}$  é a capacitância de carga espacial da heterojunção. A fonte de corrente  $I_{stim}$  modela a emissão estimulada e inclui os termos de compressão de ganho presentes nas Eq. 2.14 e Eq. 2.15. Este valor de corrente é dado por:

$$I_{stim} = \alpha \Gamma g(n) [1 - (\Gamma \epsilon s_n) s'] s_n s' \quad (2.17)$$

onde  $s' = s/\Gamma s_n$  é a densidade de fótons normalizada e  $s_n$  é a constante de normalização. As perdas e armazenamento de fótons são modelados por  $R_{ph}$  e  $C_{ph}$ , respectivamente. Estes componentes são dados por:

$$R_{ph} = \frac{\tau_p}{\alpha s_n} \quad (2.18)$$

$$C_{ph} = \alpha s_n \quad (2.19)$$

A voltagem na porta de saída do modelo descrito na Fig. 2.6 é análoga a  $s'$  e, desta forma, proporcional à intensidade de luz de saída para grandes sinais [109].

## 2.2.2 Modelo do circuito equivalente de laser para pequenos sinais

O modelo de pequenos sinais considera qualquer variação temporal como perturbações em torno do estado estacionário. Este modelo é obtido por meio da linearização do modelo de grande sinais [107]. O resultado é apresentado na Fig. 2.7. Neste modelo,  $i_A$  e  $v_j$  (potencial entre os pontos A e A') são as componentes de  $I_A$  e  $V_j$ , respectivamente. Além disso,  $v_s$  é proporcional à intensidade de luz para pequenos sinais. O armazenamento de cargas na região ativa do laser é modelado pela capacitância de difusão  $C_d$  e o armazenamento de fótons é modelado pela indutância  $L_s$ . As oscilações de relaxação já comentadas são representadas no modelo de circuito equivalente pela ressonância entre a capacitância total  $C_d + C_{sc}$  e a indutância  $L_s$ , representando a troca de energia entre portadores e fótons, respectivamente. O amortecimento das oscilações de relaxação é determinado pelos resistores  $R_1$ ,  $R_{s1}$  e  $R_{s2}$  [107].

Algumas expressões que fornecem os valores de elementos que compõe o modelo de circuito equivalente de laser são apresentadas. Estas expressões são explicitadas em termos de corrente de polarização (acima do limiar) e dos parâmetros do dispositivo. Na referência [107], estas expressões são apresentadas em função da densidade de portadores.

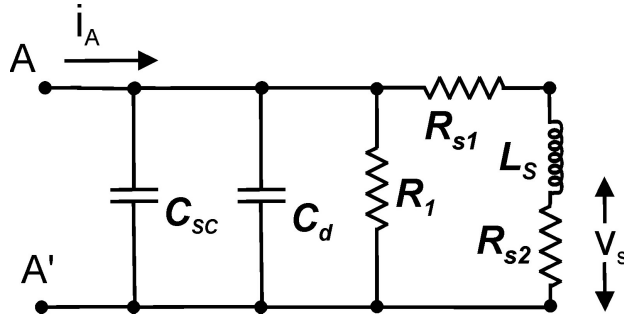


Figura 2.7: Circuito equivalente da região ativa do laser para análise de pequenos sinais.

As expressões são as seguintes [106]:

$$R_1 \simeq \frac{R_d}{1 + g_0 \tau_n s_0} \quad (2.20)$$

$$C_d \simeq \frac{\tau_n}{R_d} \quad (2.21)$$

$$R_d \simeq \frac{2kT}{qI_{tA}} \quad (2.22)$$

$$L_s \simeq \frac{R_d \tau_p}{g_0 \tau_n s_0} \quad (2.23)$$

$$R_{s1} \simeq \frac{\epsilon R_d}{g_0 \tau_n} \quad (2.24)$$

O componente  $R_{s1}$  foi adicionado ao circuito equivalente apresentado em [107], para levar em consideração a compressão do ganho associada à difusão de portadores.

$$R_{s2} \simeq \frac{\beta \Gamma R_d \tau_p I_{tA}}{\alpha g_0 \tau_n s_0^2} \quad (2.25)$$

onde a corrente de limiar da região ativa é dada por:

$$I_{tA} \simeq \frac{\alpha \left( \frac{1}{\tau_p \Gamma g_0} + n_0 \right)}{\tau_n} \quad (2.26)$$

e a densidade de fótons no estado estacionário (acima de o limiar) é dada por:

$$s_0 \simeq \frac{\Gamma \tau_p}{\alpha} (I_0 - I_{th}) \quad (2.27)$$

onde  $I_0$  é a componente DC (*Direct current*) da corrente total de polarização ( $I_A + I_L$ ) e  $I_{th} = I_{tA} + I_L$  é a corrente de limiar externa (incluindo a corrente de fuga).

Destas expressões, a frequência de oscilação de relaxação pode ser aproximada por [106]:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} [L_s (C_d + C_{sc})]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.28)$$

Se a capacitância de carga espacial  $C_{sc}$  é pequena quando comparada com  $C_d$ , utilizando as Eq. 2.21, Eq. 2.23 e Eq. 2.28, tem-se:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{g_0 s_0}{\tau_p} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.29)$$

Substituindo Eq. 2.27 na Eq. 2.29, a frequência das oscilações de relaxação pode ser expressa como:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{\Gamma g_0}{\alpha} \right)^{\frac{1}{2}} (I_0 - I_{th})^{\frac{1}{2}} \quad (2.30)$$

A constante de amortecimento associada às oscilações de relaxação é aproximadamente:

$$\tau_1 = \frac{L_s}{R_{s1} + R_{s2}} \quad (2.31)$$

Os parâmetros da região ativa ( $\tau_n$ ,  $\tau_p$ ,  $n_0$ , etc) do laser foram inicialmente estimados utilizando valores da literatura. Com estes valores, R.S. Tucker realizou a comparação da resposta em frequência da impedância obtida a partir do modelo do circuito equivalente com o experimental, obtendo-se bons resultados, validando o modelo e as equações mencionadas.

### 2.2.3 Respostas do laser a um pulso de corrente no domínio do tempo

Com os modelos de circuito equivalente de lasers obtidos para grandes sinais e pequenos sinais, o estudo da resposta no tempo destes modelos foi realizado.

A resposta no tempo do laser *Ridge Waveguide* para grandes sinais foi estudada teoricamente a partir dos modelos e experimentalmente, estando apresentada em [106]. Para este estudo foi utilizado um degrau de corrente. A Fig. 2.8(a) apresenta a resposta calculada a partir do circuito equivalente, a qual é muito semelhante com a resposta experimental apresentada em [106]. A importância do termo de compressão do ganho nas equações de taxa é observado na Fig. 2.8(a). Para esta figura foi utilizada uma corrente  $I_{on}/I_{th} = 1,11$ . Observando outros resultados ilustrados em [106], é demonstrado que o aumento da corrente

diminui o tempo de atraso de ativação e a amplitude das oscilações de relaxação.

A Fig. 2.8(b) apresenta a resposta no tempo para o laser EMBH obtida a partir do modelo do circuito equivalente. A resposta é semelhante a do laser *Ridge Waveguide*. Nesta figura, também é analisada a influência da capacitância parasita  $C_s$ . Ao se eliminar esta capacitância, o tempo de atraso de ativação é reduzido, assim como o tempo de subida. Porém, um maior *overshoot* é observado. Isto demonstra que os componentes parasitas tem forte efeito nos transientes provocados por modificações na corrente de polarização.

Assim, os modelos de circuito equivalente utilizados para análise de pequenos sinais e grandes sinais são apresentados, sendo o circuito equivalente para pequenos sinais (com as devidas modificações para implementação em SOA) o modelo de circuito equivalente que será utilizado para realização de simulações nesta tese.

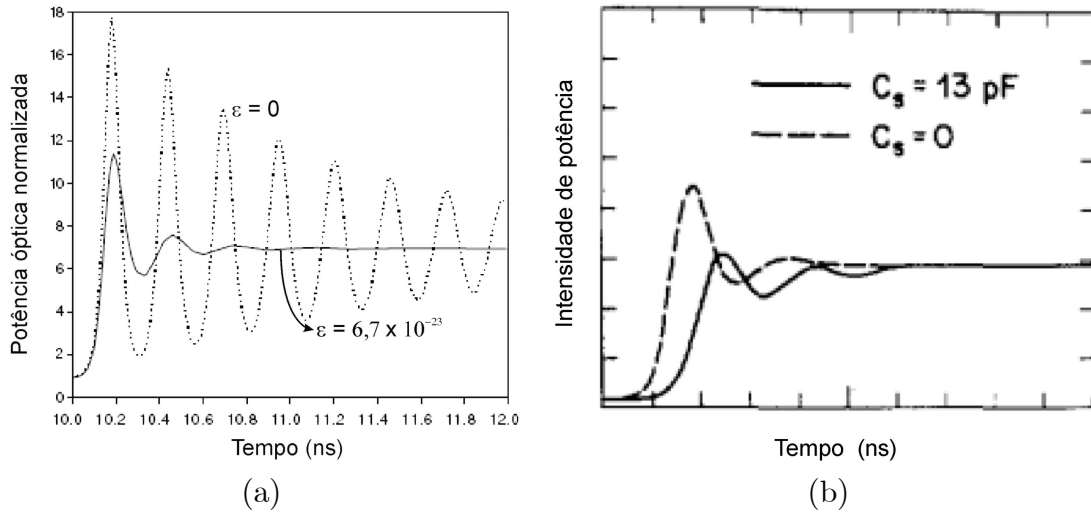


Figura 2.8: Resposta do tempo de ativação de lasers para análise de grandes sinais: (a) laser Ridge Waveguide; (b) laser EMBH (adaptado de [106]).

## 2.2.4 Tempo de ativação e desativação do laser

Uma complementação do estudo dos tempos de ativação e desativação pode ser realizado a partir de resultados teóricos obtidos a partir da modelagem de circuitos equivalentes de laser para grandes sinais. A Fig. 2.2 também serve para ilustrar esta complementação. Os resultados do tempo de ativação são os mesmos obtidos na Eq. 2.8 utilizando apenas as equações de taxa e considerando a corrente  $I_{off} > I_{th}$ . Da mesma forma, pode-se obter o tempo de desativação da chave dado por [104]:

$$t_{off} = \frac{0,41}{f_r} + \frac{\epsilon}{g_o} \quad (2.32)$$



Este resultado é obtido a partir das equações de taxa, mas também é válido para o modelo de análise de grandes sinais. Outro importante resultado obtido é o do estudo do *overshoot* [104]:

$$\frac{S_p}{S_{on}} = 1 + 0,71 \left[ \ln \left( \frac{S_{on}}{2S_{off}} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.33)$$

O *overshoot* decresce com o aumento de  $I_{off}$ , indicando que o desempenho do laser em altas taxas de bit é otimizado quando  $I_{off}$  está acima do limiar. Além disso, observa-se que a frequência de oscilação de relaxação afeta tanto o tempo de ativação do laser, como o tempo de desativação.

## 2.3 Amplificador óptico a semiconductor

O amplificador óptico a semiconductor (SOA) amplifica a luz que incide na sua região ativa por meio da emissão estimulada. Este dispositivo utiliza-se do mesmo mecanismo usado por lasers, apenas com a diferença de que um sinal óptico é injetado na sua cavidade, contribuindo para se obter a inversão da população de portadores necessária para que a emissão estimulada se sobreponha a emissão espontânea. Além disso, o SOA é construído a partir de uma cavidade laser, podendo ser obtido de duas formas. A primeira é através da operação dessa cavidade abaixo do limiar de oscilação, constituindo o chamado FP-SOA (*Fabry-Perot* - SOA), no qual se observa um caráter de ressonância da cavidade semelhante ao do laser. A segunda é através do recobrimento das facetas com um material anti-reflexivo, conseguindo-se uma grande redução da realimentação da cavidade e formando o chamando TW-SOA [51].

Os SOAs utilizados nas simulações e montagens experimentais desta tese são do tipo TW-SOA. Desta forma, será utilizado apenas o termo SOA em substituição a TW-SOA. Porém, se algum comentário relativo ao FP-SOA for realizado, esta terminologia será usada.

Assim, considerando o TW-SOA, o SOA nada mais é que um laser sem reflexões nas faces e assim sem ressonância na cavidade. Desta forma, os aspectos teóricos mencionados anteriormente (relativos à modelagem do circuito equivalente, à resposta dinâmica a variações na corrente de polarização e às equações de taxa de lasers) são válidos para SOAs, com pequenas aproximações [102].

### 2.3.1 Ganho do SOA

Para ilustrar os conceitos gerais sobre o ganho óptico do SOA, será considerado inicialmente o caso em que o meio utilizado para se obter o ganho é modelado como um sistema de dois níveis que não interagem entre si, com a transição de energia se estendendo por toda faixa das bandas de condução e de valência. O coeficiente de ganho para este meio é dado por [102]:

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2 + P/P_{sat}} \quad (2.34)$$

onde:

$g_0$  é o pico do valor de ganho determinado pelo nível do amplificador (é uma constante semelhante a já apresentada anteriormente);

$\omega$  é a frequência angular do sinal incidente;

$\omega_0$  é frequência angular de transição atômica;

$P$  é a potência óptica do sinal que está sendo amplificado;

$P_{sat}$  é a potência de saturação que depende dos parâmetros do meio, tais como o tempo de fluorescência ( $T_1$ ) e a seção de transição cruzada;

$T_2$  é o tempo de relaxação do dipolo.

O SOA não é utilizado apenas como amplificador óptico, mas também em outras aplicações devido a efeitos não-lineares presentes quando este dispositivo é operado na região de saturação do ganho. Inicialmente, vamos apresentar o SOA na sua funcionalidade inicial de amplificador óptico.

#### Ganho do SOA não saturado

A partir da Eq. 2.34 pode-se analisar a largura de banda de ganho, o fator de amplificação e potência de saturação de saída. Inicialmente, será analisado o caso em que o SOA é utilizado como um amplificador linear, operando fora da região de saturação. Para que isso ocorra, é considerado que  $P/P_{sat} \ll 1$ .

Assim, desconsiderando o termo  $P/P_{sat}$ , obtém-se:

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2} \quad (2.35)$$

Da Eq. 2.35, observa-se que o ganho é máximo quando a frequência do sinal incidente ( $\omega$ ) coincide com a frequência de transição atômica ( $\omega_0$ ).

A largura de banda do ganho é dada por [102]:

$$\Delta v_g = \frac{\Delta \omega_g}{2\pi} = \frac{1}{\pi T_2} \quad (2.36)$$

Os resultados apresentados nas equações anteriores estão relacionados ao material utilizado no amplificador. Ao se analisar o amplificador como um todo, o ganho do amplificador é dado por [102]:

$$G_A = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.37)$$

onde  $P_{in}$  e  $P_{out}$  são as potências de entrada e saída do sinal que está sendo amplificado. Uma expressão para  $G_A$  pode ser obtida utilizando [102]:

$$\frac{dP(z)}{dz} = gP(z) \quad (2.38)$$

onde  $P(z)$  é a potência óptica em uma distância  $z$  da entrada. Considerando que a potência na entrada  $P(0) = P_{in}$ , a potência ao longo do SOA cresce exponencialmente da seguinte forma:

$$P(z) = P_{in} \exp(gz) \quad (2.39)$$

Sabendo que  $P(L) = P_{out}$  e utilizando a Eq. 2.37, o fator de amplificação para um SOA de comprimento  $L$  é dado por [102]:

$$G_A(\omega) = \exp[g(\omega)L] \quad (2.40)$$

Nesta equação, a dependência de  $G_A$  e  $g$  com a frequência é explícita. A largura de banda do amplificador é dada por [102]:

$$\Delta v_A = \Delta v_g \left( \frac{\ln 2}{g_0 L - \ln 2} \right) \quad (2.41)$$

### Ganho do SOA saturado

Além da aplicação de amplificador óptico, o SOA também é utilizado no processamento do sinal óptico, como: regenerador 2R, conversor em comprimento de onda, entre outras funcionalidades. Para que estas funções do SOA possam ser aproveitadas é necessário que o SOA esteja operando na região de saturação do ganho. Assim, na Eq. 2.34, o termo  $P/P_{sat} \ll 1$  não pode ser desconsiderado. Para facilitar a análise, será considerado que  $\omega = \omega_0$ . Assim substituindo  $g$  da Eq. 2.34 na Eq 2.38, obtém-se:

$$\frac{dP}{dz} = \frac{g_0 P}{1 + P/P_{sat}} \quad (2.42)$$

Esta equação pode ser facilmente integrada ao longo de todo o comprimento do SOA. Utilizando as condições iniciais:  $P(0) = P_{in}$  e  $P(L) = P_{out} = G_A P_{in}$ , obtém-se a seguinte relação para o ganho do amplificador [102]:

$$G_A = G_{A0} \exp \left( -\frac{G_A - 1}{G_A} \frac{P_{out}}{P_s} \right) \quad (2.43)$$

onde  $G_{A0} = \exp(g_0 L)$  é o valor não saturado do fator de amplificação.

Nesta análise de saturação do SOA, o parâmetro de importância é a potência de saturação de saída ( $P_{out}^{sat}$ ), definida como a potência de saída na qual o ganho do amplificador  $G_A$  é reduzida à metade do valor do ganho do amplificador não saturado ( $G_{A0}$ ). Utilizando  $G_A = G_{A0}/2$  na Eq. 2.43,  $P_{out}^{sat}$  é dado por [102]:

$$P_{out}^{sat} = \frac{G_{A0} \ln 2}{G_{A0} - 2} P_{sat} \quad (2.44)$$

Continuando a análise da saturação do ganho do SOA, é necessário estender a análise para um sistema mais complexo no qual não apenas dois níveis de energia sejam considerados. Para isso é utilizada a equação de taxa (Eq. 2.2), com o ganho sendo apresentado como [102]:

$$G = \frac{\Gamma v_g a}{V} (N - N_{th}) \quad (2.45)$$

Assim, a Eq. 2.2 passa ser escrita como:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{q} - \frac{N}{\tau_e} - \frac{a(N - N_{th})}{Ahf} P \quad (2.46)$$

sendo  $P$  a potência óptica que está relacionada ao número de fótons ( $S$ ).  $A$  é a área efetiva da cavidade ativa do SOA,  $f$  a frequência do sinal de entrada e  $a$  é o ganho diferencial. O valor estacionário pode ser obtido, fazendo  $dN/dt = 0$  na Eq. 2.46. Utilizando a solução para estado estacionário e substituindo na Eq. 2.45, o ganho óptico é obtido da seguinte maneira:

$$g = \frac{g_0}{1 + P/P_{sat}} \quad (2.47)$$

onde o ganho  $g_0$  é dado por [102]:

$$g_0 = \frac{\Gamma a}{V} \left( \frac{I \tau_e}{q} - N_{th} \right) \quad (2.48)$$

e a potência de saturação é dada por [102]:

$$P_{sat} = \frac{hfA}{a\tau_e} \quad (2.49)$$

onde  $hf$  é a energia dos fótons. Um fato interessante a ser observado nesta equação é que a potência de saturação está relacionada com a corrente, através do tempo de vida dos portadores  $\tau_e$ , uma vez que quanto maior a corrente menor o tempo de vida e maior a potência de saturação. A comparação entre as Eq. 2.34 e a Eq. 2.47 mostra que o amplificador satura da mesma forma utilizando ou não um modelo simples de dois níveis.

Como já comentado, este estudo da saturação do ganho do SOA é interessante, pois é esta saturação que permite a ocorrência de efeitos não-lineares interbandas.

### 2.3.2 Efeitos não-lineares

Os efeitos não-lineares podem ser dividido em dois grupos: efeitos intrabanda e interbandas.

#### Efeitos intrabanda

Os efeitos não-lineares intrabanda estão associados a efeitos que ocorrem com os elétrons ou lacunas dentro de uma mesma banda de energia. Estes efeitos alteram a distribuição de portadores nas bandas de energia, mas não modificam sua concentração total. Alguns exemplos de efeitos intrabanda são: queima espectral de lacunas e aquecimento de portadores. Estes efeitos são muito rápidos, apresentando valores da ordem de 200 a 700 fs para o aquecimento de portadores e de 50 a 80 fs para a queima espectral de lacunas. Desta forma, caso se deseje analisar a resposta do SOA a mudanças muito rápidas da corrente de polarização, por exemplo, é necessário a implementação destes efeitos nos modelos de análise [51].

#### Efeitos interbandas

Estes efeitos envolvem as recombinações elétrons-lacunas entre as bandas de condução e valência. Um exemplo de não-linearidade interbanda é o fenômeno já bem conhecido da saturação do ganho do SOA. A saturação do SOA permite a obtenção de outros efeitos não-lineares, como: XPM, XGM, FWM e SPM (*Self Phase Modulation*).

As propriedades dinâmicas das não-linearidades interbandas são governadas pelo tempo efetivo dos portadores [110]:

$$\tau_{eff} = \frac{\tau_c}{1 + P/P_{sat}} \quad (2.50)$$

onde  $\tau_c = dN/dR$  é o tempo de vida diferencial dos portadores, com  $R$  sendo a taxa total de recombinação.

A modulação cruzada de ganho (XGM) é o efeito interbanda de maior interesse para esta tese, já que um regenerador 2R foi implementado a partir da conversão em comprimento de onda utilizando este efeito não-linear.

### 2.3.3 Modulação cruzada de ganho

O princípio do XGM é apresentado na Fig. 2.9, mostrando um sinal de entrada modulado em intensidade que modula o ganho do SOA devido à saturação do ganho. Um sinal CW no comprimento de onda de saída desejado é modulado pela variação do ganho. Em seguida, depois do SOA, este sinal contém a mesma informação do sinal de entrada modulado em intensidade. Como mostrado na Fig. 2.9, o sinal de entrada e o sinal CW podem ser injetados no SOA de forma co-propagante ou contra-propagante. No último caso, a utilização de um filtro na saída, que é necessário para o esquema co-propagante, pode ser descartada. Além disso, é possível realizar a conversão para o mesmo comprimento de onda.

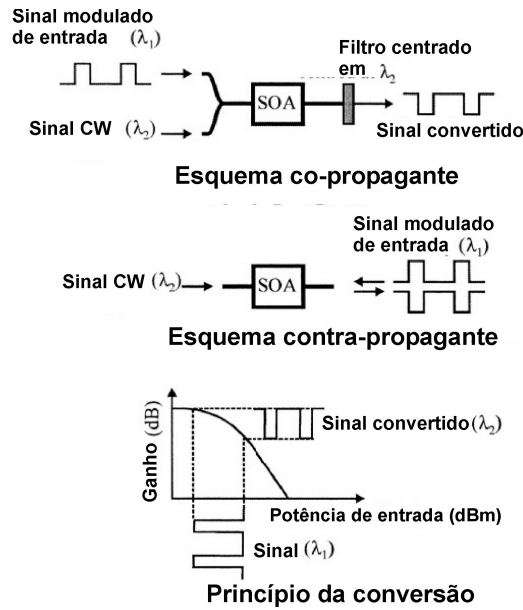


Figura 2.9: Esquemas co-propagante e contra-propagante para conversão em comprimento de onda utilizando o efeito XGM (adaptado de [112]).

O sinal convertido apresenta inversão de fase de  $180^\circ$  em relação ao sinal de entrada. Isso está relacionado ao fato de que, quando o sinal modulado assume um alto valor de potência, ocorre a saturação do ganho do SOA, havendo poucos portadores disponíveis para

a amplificação do sinal CW, por isso este apresenta na saída do SOA, um nível de sinal mais baixo. Já no caso em que o sinal modulado apresenta baixos valores de potência, não ocorrendo saturação do ganho do SOA, há uma maior quantidade de portadores disponíveis para amplificação do sinal CW, apresentando na saída do SOA, um nível de sinal mais alto.

O XGM é muito utilizado para realização da conversão em comprimento de onda. Uma importante característica de um conversor em comprimento de onda utilizando o efeito XGM é o desempenho desigual para conversão para maiores ou menores comprimentos de onda. No XGM, a degradação da razão de extinção é maior quando da conversão de menores comprimentos de onda para maiores (*up-conversion*). Como consequência, a qualidade do sinal convertido vai se degradando quando vários conversores são cascadeados. A mudança na razão de extinção é causada pela variação do ganho diferencial.

A principal figura de mérito deste tipo de conversor é a eficiência de conversão ( $\eta_c$ ) que é definida como a razão entre o índice de modulação do sinal convertido e o índice de modulação do sinal modulado de entrada. Em [111], uma análise harmônica de pequenos sinais é usada para determinar  $\eta_c$ , dado por:

$$\eta_c = \left| \frac{\frac{p_2(L)}{P_2(L)}}{\frac{p_1(0)}{P_1(0)}} \right| = \left| \frac{P_1(0)}{P_T(0)} F(L) \right| \quad (2.51)$$

com:

$$F(L) = 1 - \exp(-K(L)) \quad (2.52)$$

$$K(L) = \frac{1}{1 + j\omega\tau_n\alpha'_p} \left\{ \alpha'_p \ln \frac{G_{A0}}{G_A} - \ln \left[ 1 - \frac{(G_A - 1)P_T(0)/P_{sat}}{1 + j\omega\tau_n + G_A P_T(0)/P_{sat}} \right] \right\} \quad (2.53)$$

onde  $\alpha'_p$  é o coeficiente de perda do guia de onda normalizado;  $P_1$  e  $P_2$  são os valores das potências médias do sinal modulado e CW, respectivamente;  $P_T(0)$  é a soma das potências média do sinal CW e modulado;  $p_1$  e  $p_2$  são as modulações harmônicas de  $P_1$  e  $P_2$  e assumindo que apenas  $P_1$  é modulado, então  $p_1(0) \neq 0$  e  $p_2(0) = 0$ .

Para esta análise, foi necessário considerar que a diferença entre as frequências do sinal CW e do sinal modulado é muito maior que  $1/2\pi\tau_n$ , para que o produto da mistura de quatro ondas produzido pela interação não-linear entre os campos dos sinais de entrada possa ser desconsiderado.

No caso sem perdas no guia de onda, tem-se [112]:

$$F(L)_{\alpha_P \rightarrow 0} = \frac{(G_A - 1)P_T(0)/P_{sat}}{1 + j\omega\tau_n + G_AP_T(0)/P_{sat}} \quad (2.54)$$

Neste caso, a resposta do conversor em frequência tem a característica de um filtro passa-baixa com largura de banda de 3 dB [112]:

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{1 + G_AP_T(0)/P_{sat}}{\tau_n} \right] \quad (2.55)$$

Neste trabalho, foi considerada uma forma um pouco diferente de cálculo da eficiência de conversão, considerando apenas a modulação presente nas portadoras sem relacioná-la com a potência média do sinal.

$$\eta_{conv} = \left| \frac{p_2(L)}{p_1(0)} \right| = \left| \frac{P_2(L)}{P_T(0)} F(L) \right| \quad (2.56)$$

## 2.4 Figuras de mérito

Nesta seção são apresentados alguns parâmetros e figuras de mérito que serão importantes para analisar os resultados obtidos nesta tese. Inicialmente, o diagrama de olho é comentado.

### 2.4.1 Diagrama de olho

Um indicador importante da qualidade do sinal óptico e do ruído é o diagrama de olho. O diagrama de olho é a superposição de períodos de bit no osciloscópio, sendo uma medida rápida e qualitativa sobre a integridade e qualidade do sinal óptico. A Fig. 2.10 mostra o diagrama de olho para um sinal com modulação NRZ (*Non-Return to Zero*) e os parâmetros que podem ser obtidos do diagrama de olho.

A abertura do olho é definida como a diferença entre o menor limiar de corrente para o nível lógico "1" ( $I_{1,\min}$ ) e o maior valor limiar de corrente para o nível "0" ( $I_{0,\max}$ ) [113]:

$$A_{olho} = I_{1,\min} - I_{0,\max} \quad (2.57)$$

O limiar de decisão entre qual é o bit, se "1" ou "0", é otimizado para diminuir erros. Este limiar é definido como:

$$I_D = \frac{\sigma_0 I_1 + \sigma_1 I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (2.58)$$

onde  $I_0$  e  $I_1$  são os valores médios de corrente para os níveis "0" e "1", respectivamente;  $\sigma_0$



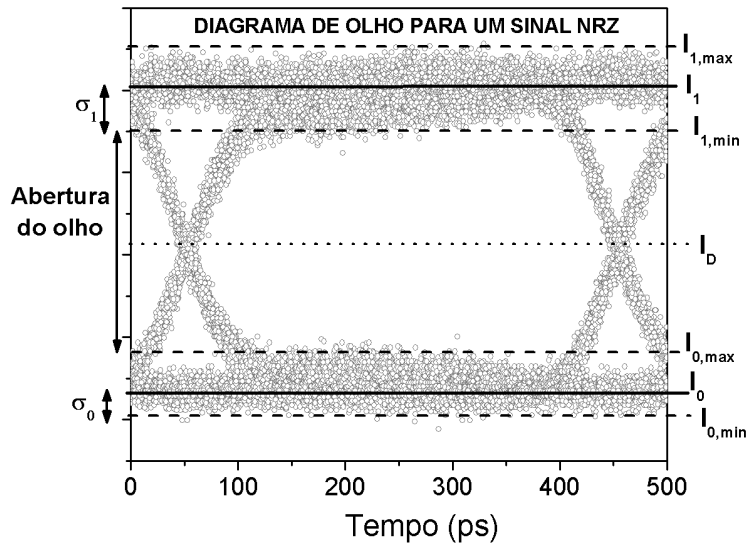


Figura 2.10: Diagrama de olho de um sinal com modulação NRZ.

e  $\sigma_1$  são os valores do desvio padrão para os níveis "0" e "1", respectivamente. Quando o desvio padrão para o bits "1" e "0" são iguais ( $\sigma_0 = \sigma_1$ ), o limiar de decisão é definido como  $I_D = (I_1 + I_0)/2$  [113]. Estes parâmetros podem ser visualizados na Fig. 2.10. Além disso, é interessante se comentar que está sendo utilizado o termo corrente ( $I$ ) na análise, pois está sendo considerado o receptor presente no osciloscópio atuando como um fotodetector.

### 2.4.2 Fator de qualidade (Q)

O fator Q está relacionado à qualidade do sinal óptico em termos da relação sinal/ruído no domínio do tempo, sendo dado por [113]:

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (2.59)$$

Nesta tese, os valores de fator Q foram extraídos diretamente do osciloscópio, através de um cálculo por *software* presente neste equipamento.

### 2.4.3 Razão de extinção

A razão de extinção (ER) é definida como a razão entre a potência óptica dos níveis lógicos "1" e "0". Se  $P_1$  é a potência óptica do nível "1" (por exemplo, quando a fonte de luz está ligada) e  $P_0$  é a potência do nível "0" (por exemplo, fonte de luz desligada), a ER é definida como [113]:

$$ER = \frac{P_1}{P_0} \quad (2.60)$$

#### 2.4.4 Relação sinal/ruído

A relação sinal/ruído (*Signal to Noise Ratio* - SNR) é definida como a razão entre a potência do sinal ( $P_{\text{sin}}$ ) e a potência do ruído ( $P_{\text{ruído}}$ ) [113]:

$$SNR = \frac{P_{\text{sin}}}{P_{\text{ruído}}} \quad (2.61)$$

Para se obter a relação sinal/ruído, tanto a potência do sinal quanto a do ruído devem ser medidas no mesmo ponto do sistema e com a mesma largura de banda do sistema. Quando a relação sinal/ruído é calculada para sinais e ruídos ópticos, é nomeada de OSNR (*Optical Signal to Noise Ratio*), mantendo a mesma relação da Eq. 2.61.

#### 2.4.5 Taxa de erro de bit

O critério de desempenho para receptores digitais é dominado pela medida da taxa de erro de bit (BER), definida como a probabilidade de uma identificação incorreta de um bit pelo circuito de decisão do receptor. Na Fig. 2.10, observa-se que a corrente  $I$  varia. O circuito de decisão compara o valor amostrado com o valor de limiar  $I_D$  e considera um bit "1" se  $I > I_D$  ou um bit "0" se  $I < I_D$ . Um erro ocorre se  $I < I_D$  for considerado um bit "1" devido ao ruído e de forma análoga para o outro tipo de erro em relação ao bit "0".

A probabilidade de erro é definida como [113]:

$$BER = pb(1)Pb(0/1) + pb(0)Pb(1/0) \quad (2.62)$$

onde  $pb(1)$  e  $pb(0)$  são as probabilidades de receber bits "1" e "0", respectivamente;  $Pb(0/1)$  é a probabilidade de decidir por "0" quando "1" é recebido; e  $Pb(1/0)$  é a probabilidade de decidir por "1" quando "0" é recebido. Considerando que os bits "1" e "0" têm a mesma probabilidade de ocorrer, ou seja,  $pb(1) = pb(0)$ , então a BER se torna [113]:

$$BER = \frac{1}{2} [Pb(0/1) + Pb(1/0)] \quad (2.63)$$

A forma da densidade de probabilidade  $pb(I)$  depende da fonte de ruído responsável pela flutuação na corrente. O ruído térmico é descrito por uma estatística Gaussiana com média igual a zero e variância  $\sigma_T^2$ . Uma aproximação comumente utilizada pode considerar o ruído

balístico como uma variável aleatória Gaussiana com variância  $\sigma_s^2$ . A soma de duas variáveis aleatórias Gaussianas também é uma variável Gaussiana. Neste caso, a soma dos dois tipos de ruído poderá ser representado por uma variável aleatória com variância  $\sigma^2 = \sigma_T^2 + \sigma_s^2$ .

A média e a variância para os níveis lógicos "1" e "0" geralmente são diferentes. Considerando  $\sigma_1^2$  e  $\sigma_0^2$  as variâncias correspondentes, as probabilidades de erro condicional podem ser dadas por [113]:

$$Pb(0/1) = \frac{1}{\sigma_1 \sqrt[2]{2\pi}} \int_{-\infty}^{I_D} \exp\left(-\frac{(I - I_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) dI = \frac{1}{2} \operatorname{erf} c\left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt[2]{2}}\right) \quad (2.64)$$

$$Pb(1/0) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt[2]{2\pi}} \int_{I_D}^{\infty} \exp\left(-\frac{(I - I_0)^2}{2\sigma_0^2}\right) dI = \frac{1}{2} \operatorname{erf} c\left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt[2]{2}}\right) \quad (2.65)$$

onde a função erro é definida como [113]:

$$\operatorname{erf} c(x) = \frac{2}{\sqrt[2]{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-y^2) dy \quad (2.66)$$

Substituindo Eq. 2.64 e Eq. 2.65 na Eq. 2.63, obtém-se:

$$BER = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{erf} c\left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt[2]{2}}\right) + \operatorname{erf} c\left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt[2]{2}}\right) \right] \quad (2.67)$$

Observa-se que a BER depende do valor de  $I_D$ . Na prática o valor de  $I_D$  é otimizado para minimizar a BER. Este valor ótimo de  $I_D$  pode ser obtido derivando a Eq. 2.67 em relação a  $I_D$  e igualando a zero. A BER se torna mínima quando  $I_D$  é escolhido de tal forma que:

$$\frac{(I_D - I_0)^2}{2\sigma_0^2} = \frac{(I_1 - I_D)^2}{2\sigma_1^2} + \ln\left(\frac{\sigma_1}{\sigma_0}\right) \quad (2.68)$$

O último termo da Eq. 2.68 pode ser desconsiderado, já que na maioria dos casos o valor de  $\sigma_1$  é muito próximo de  $\sigma_0$ . E assim se obtém o melhor valor de  $I_D$  para minimizar a BER já apresentado na Eq. 2.58.

A BER com o melhor valor de  $I_D$  é obtida utilizando a Eq. 2.59 e a Eq. 2.67 e depende apenas do fator Q:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erf} c\left(\frac{Q}{\sqrt[2]{2}}\right) \approx \frac{\exp(-Q^2/2)}{Q \sqrt[2]{2\pi}} \quad (2.69)$$

Desta forma, uma equação que permite estimar a BER a partir dos valores de fator Q obtidos do osciloscópio foi apresentada.

# Capítulo 3

## Chave Eletro-óptica

Apresenta-se a seguir o estudo de simulações de uma chave eletro-óptica baseada em SOA, utilizando a técnica PISIC através da injeção de múltiplos pulsos. Um circuito equivalente para o SOA e um *software* desenvolvido para reproduzir a resposta óptica do SOA são usados nas simulações. A análise de diferentes formatos do pré-impulso a ser injetado no SOA, bem como de possíveis modificações no circuito equivalente, é realizada<sup>1</sup>.

### 3.1 Introdução

Como visto anteriormente, o chaveamento óptico é uma tecnologia fundamental para as futuras redes ópticas WDM. Neste sentido, o SOA apresenta potencial para ser utilizado como uma chave eletro-óptica controlada por corrente. O aumento da velocidade de seu chaveamento pode ser importante para melhorar o tempo de roteamento de chaves espaciais em redes WDM. Com o objetivo de reduzir o tempo de chaveamento, os Professores Gallep e Conforti apresentaram a técnica PISIC. Esta técnica consiste na utilização de um pré-impulso juntamente com o pulso que normalmente iria ser utilizado para polarizar o SOA e, por conseguinte, chaveá-lo. Por este processo, uma quantidade extra de portadores é injetada no SOA, fazendo com que o seu tempo de resposta diminua. Essa técnica já foi apresentada em outros trabalhos e obteve bons resultados (com redução do tempo de chaveamento de alguns nanossegundos para centenas de picossegundos) [51]. Em trabalho posterior do grupo, a técnica PISIC foi aprimorada experimentalmente através da injeção de múltiplos pulsos na cavidade ativa do SOA [54].

---

<sup>1</sup>Este Capítulo foi baseado nos resultados apresentados em [56]:

N.S. Ribeiro, A.L. Toazza, C.M. Gallep e E. Conforti, "Rise Time and Gain Fluctuations of an Electrooptical Amplified Switch Based on Multipulse Injection in Semiconductor Optical Amplifiers," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 21, no. 10, pg. 769-771, 2009.

Estes resultados experimentais servirão como base para as simulações a serem apresentadas neste capítulo. Serão apresentadas simulações nas quais a forma do pré-impulso será variada tanto para a subida (ativação da chave) como para descida (desligamento da chave), assim como simulações com variações nos componentes do circuito equivalente do SOA. Além disso, será apresentado um estudo do contraste óptico da chave baseada em SOA.

Antes das simulações, é necessário apresentar o circuito equivalente do SOA e o *software* de simulação de sua resposta óptica.

## 3.2 Circuito equivalente

No Capítulo 2, foi comentado que o SOA é semelhante a um laser sem espelhos, sendo equacionado de forma semelhante a este. Desta maneira, o circuito equivalente do SOA utilizado neste trabalho foi obtido a partir do circuito equivalente de lasers semicondutores apresentado no capítulo anterior [108]. O aluno de doutorado Adriano Toazza obteve experimentalmente a resposta de impedância de SOAs e baseando-se no circuito equivalente de lasers semicondutores já existente, utilizou o *software* Mathematica, obtendo por aproximações sucessivas os valores dos componentes do circuito equivalente para que a resposta em impedância desse circuito se aproximasse daquela obtida experimentalmente [55][114]. Esta comparação está ilustrada na Fig. 3.1 para o caso de um único pulso de entrada. Observa-se uma boa semelhança entre os resultados experimentais e simulados até 20 GHz.

Durante a realização destas medições, não foram detectadas quaisquer alterações na impedância elétrica do SOA em relação a variações na amplitude do sinal de microondas. Essas alterações seriam esperadas uma vez que as capacitâncias de difusão e de carga espacial do SOA, por exemplo, deveriam variar com o sinal aplicado, assim como outros elementos não-lineares. Entretanto, as montagens utilizadas nesta tese e na tese de Adriano Toazza possuem linhas de microondas grandes (em comprimento) face a necessidade de acoplamento com o SOA já encapsulado em montagem hermética do fabricante. Nestes casos, a influência dos capacitores e indutores parasitas presentes no acoplamento e no próprio encapsulamento dominam a resposta de impedância e não permitem a detecção de pequenas variações no circuito equivalente do SOA. Em trabalhos futuros (já iniciado pelo aluno de mestrado Rafael Figueiredo) serão realizadas medições diretamente no *chip* do SOA. Assim, provavelmente será possível medirem-se as alterações na resposta de impedância do SOA devido às variações de amplitude do sinal de microondas que injeta a corrente para o chaveamento.

Sendo assim, como não houve detecção de alterações na resposta de impedância com a variação da amplitude do sinal de microondas, utilizou-se o modelo de pequenos sinais para as

simulações realizadas, destacando-se que estas empregam grande sinais na maioria dos casos testados. Deve-se salientar que as simulações mais críticas em relação a esta aproximação de pequenos sinais foram aquelas em que somente o *chip* do SOA é considerado. Ou seja, nestes casos foram desprezados justamente os elementos que possuem os efeitos parasitas dominantes, que são as capacitâncias e indutâncias parasitas da linha e do encapsulamento. O emprego de parâmetros de grandes sinais precisará esperar as medidas mais precisas que estão sendo preparadas no laboratório e que serão objeto de trabalho de pós-doutorado e da tese de Rafael Figueiredo.

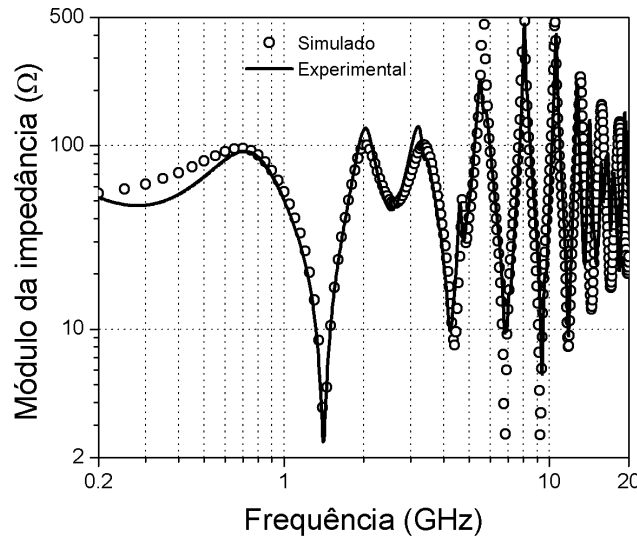


Figura 3.1: Resposta de impedância do circuito do SOA: experimental e simulada.

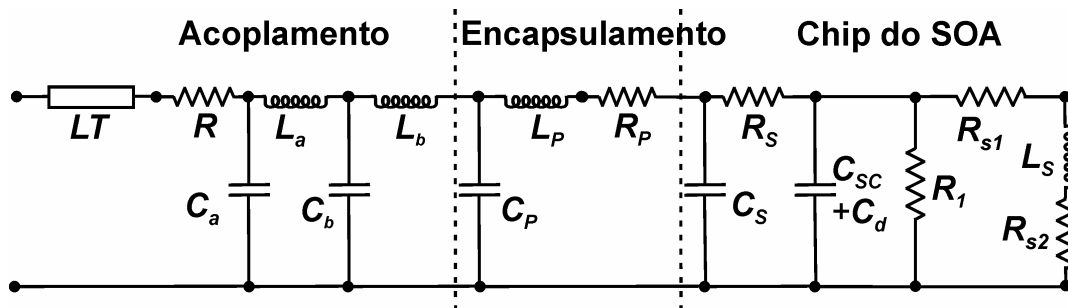


Figura 3.2: Circuito equivalente da montagem do SOA (linha de transmissão (LT) e acoplamento), do encapsulamento e do chip do SOA.

A partir dos resultados obtidos pelo aluno Adriano Toazza, obteve-se o circuito equivalente (será utilizado apenas este termo para se referenciar ao modelo de pequenos sinais) da Fig. 3.2, com os valores dos componentes apresentados na Tabela 3.1 para diferentes SOAs

utilizados no laboratório do grupo. Como observado na Fig. 3.2, o circuito ilustrado está completo, levando-se em conta a montagem experimental (linha de transmissão e acoplamento), o encapsulamento e o *chip* do SOA. Em outras seções, será estudada a influência de cada parte integrante do circuito equivalente.

Tabela 3.1: Parâmetros extraídos para os componentes do circuito equivalente de diferentes SOAs

Parâmetro	SOA CIP	SOA Etek	SOA InPhenix
Modelo	NL-OEC-1550	HSOA200014333	IPSAD1502
Linha	5,4 cm	7,6 cm	5,6 cm
$R$	46 $\Omega$	47 $\Omega$	47 $\Omega$
$C_a$	0,16 pF	0,14 pF	0,2 pF
$L_a$	5,8 nH	7,8 nH	2,7 nH
$C_b$	10 pF	1,8 pF	2 pF
$L_b$	1,3 nH	0,7 nH	2,9 nH
$C_p$	30 pF	14 pF	1,9 pF
$L_p$	1,23 nH	0,4 nH	1,0 nH
$R_p$	0,6 $\Omega$	0,2 $\Omega$	0,5 $\Omega$
$C_s$	1 pF	1 pF	1 pF
$R_s$	0,5 $\Omega$	0,5 $\Omega$	2 $\Omega$
$C_{sc}$	200 pF	200 pF	200 pF
$C_d$	400 pF	400 pF	400 pF
$R_1$	9 $\Omega$	9 $\Omega$	9 $\Omega$
$L_s$	0,11 nH	0,11 nH	0,11 nH
$R_{s1}$	0,45 $\Omega$	0,45 $\Omega$	0,45 $\Omega$
$R_{s2}$	6 $\mu\Omega$	6 $\mu\Omega$	6 $\mu\Omega$

Uma vez obtido o circuito equivalente do SOA, implementou-se este circuito no *software* MATLAB através da ferramenta Simulink. Neste *software*, é possível injetar um pulso de voltagem ou corrente no circuito equivalente do SOA e observar como o pulso injetado chega à região ativa do SOA (representado no circuito equivalente pelo resistor  $R_{s2}$ ). Esta é a grande contribuição deste circuito equivalente, pois as simulações antes realizadas não eram capazes de determinar a forma exata do pulso de corrente que chega à região ativa do SOA. A Fig. 3.3 ilustra a diferença entre os pulsos considerando ou não o circuito equivalente para o caso do SOA InPhenix (modelo IPSAD1502) com a injeção de um único pulso (Fig. 3.3(a)) ou múltiplos pulsos (Fig. 3.3(b)). As respostas sem considerar o circuito equivalente serão aqui denominadas "caso ideal" ou "sem circuito equivalente".

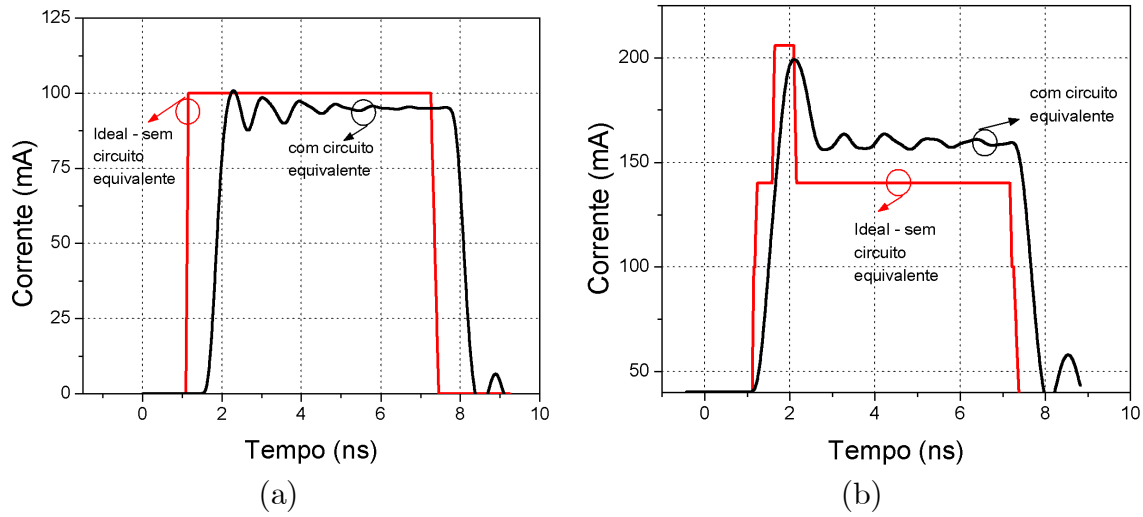


Figura 3.3: Comparação entre pulsos considerando ou não o circuito equivalente do SOA InPhenix: (a) um único pulso injetado no SOA e (b) múltiplos pulsos.

Pode-se observar que o pulso após o circuito equivalente apresenta flutuações devido às capacitâncias e indutâncias parasitas além de uma certa atenuação. Além disso, percebe-se um certo atraso na subida do pulso relacionado ao tempo de resposta dos componentes do circuito. No caso da Fig. 3.3(b), o pulso após o circuito equivalente foi transladado para se iniciar juntamente com o pulso ideal, compensando o atraso comentado, visando a uma melhor comparação entre os pulsos. Esses sinais após o circuito equivalente é que serão utilizados como sinais de polarização, simulando a corrente que é injetada na cavidade ativa do SOA. O próximo passo para as simulações é observar como o SOA responde a esse pulso de corrente de polarização.

### 3.3 Simulação da resposta óptica

Para simulação da resposta óptica do SOA ao pulso de corrente de polarização obtido por meio do circuito equivalente, foi utilizado o *software* Z-SOA descrito com detalhes em [51]. Este *software* usa as equações de taxas e o método das matrizes de transferência (*Transfer Matrix Method* - TMM) para simular co-propagação e contra-propagação de portadoras ópticas e a potência total de ASE dentro da cavidade ativa do SOA. O Z-SOA não prevê efeitos intrabanda, por utilizar um modelo com níveis de energia de bandas simplificado para dois níveis homogeneamente distribuídos. Além disso, este *software* não considera a compressão do ganho óptico.

No Z-SOA, é possível aproveitar-se o pulso obtido após o circuito equivalente (por meio de simulação no *software* Simulink) e utilizá-lo como pulso de corrente de polarização do SOA.



Desta forma, é possível reproduzir-se o chaveamento do SOA (ativação - *off/on*) e observar-se o tempo de chaveamento. Na Fig. 3.4 é apresentada uma comparação entre o pulso obtido após o circuito equivalente e a resposta óptica do SOA a este pulso para os casos de um único pulso (Fig. 3.4(a)) e múltiplos pulsos, sendo um deles o pré-impulso, (Fig. 3.4(b)) para o SOA InPhenix. Nos dois casos, pode-se observar que há um atraso na resposta óptica do SOA em relação ao pulso de corrente. Este atraso é resultado do tempo de resposta do Z-SOA e do já previsto tempo de atraso de ativação (*turn-on delay*), apresentado no capítulo anterior. Observa-se na Fig. 3.4(b) que ao se utilizar o pré-impulso, o tempo de atraso da resposta óptica caiu bruscamente, bem como o tempo de subida, demonstrando a melhora no chaveamento proporcionada pela técnica PISIC.

Para o caso de um único pulso, as flutuações apresentadas pelo pulso após o circuito equivalente se mantiveram na resposta óptica simulada do SOA, porém com menor amplitude. Já para o caso de múltiplos pulsos, o Z-SOA reproduziu as flutuações apresentadas no pulso após o circuito equivalente, mantendo a amplitude, a não ser do *overshoot* proporcionado pelo uso do pré-impulso. Pode-se também notar que o chaveamento da Fig. 3.4(b) é mais rápido do que o da Fig. 3.4(a), devido à presença do pré-impulso.

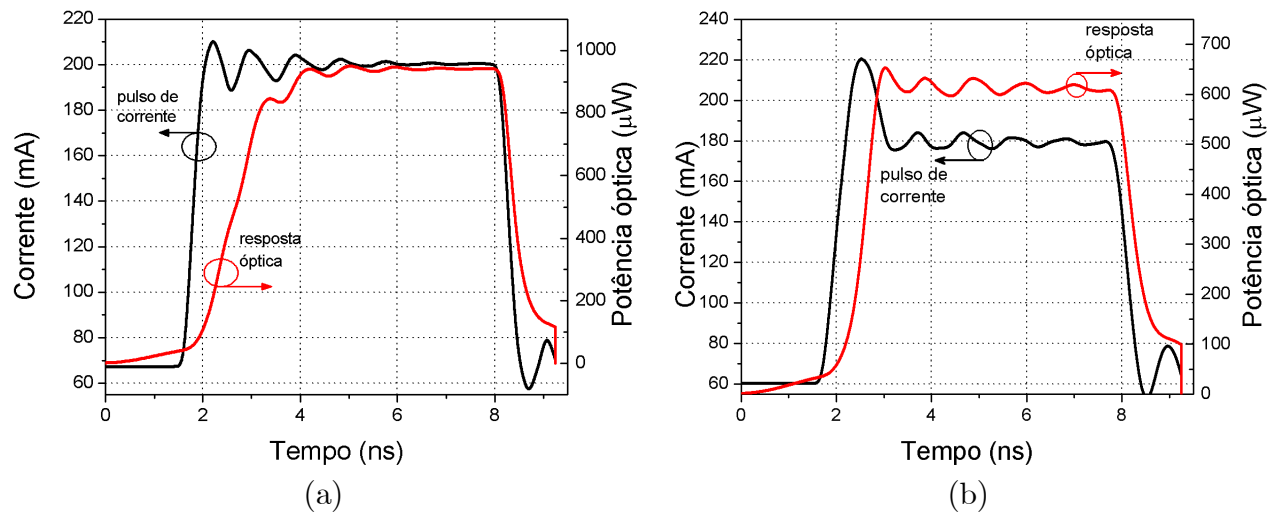


Figura 3.4: Comparação entre o pulso de corrente após o circuito equivalente e a resposta óptica fornecida pelo Z-SOA (SOA InPhenix): (a) um único pulso injetado no SOA e (b) múltiplos pulsos.

Os parâmetros de entrada do Z-SOA são apresentados na Fig. 3.5, sendo ilustrada a janela para realizar a simulação. O ajuste dos parâmetros do *software* é uma tarefa difícil, pois os SOAs comerciais utilizados no laboratório se apresentam basicamente como caixas pretas, com pouquíssimas características conhecidas (durante a pesquisa, procurou-se obter dados junto aos fabricantes, porém não foi obtido êxito). Para calibrar o Z-SOA, alguns parâmetros foram obtidos da literatura e outros obtidos experimentalmente no laboratório,

como por exemplo: o comprimento da cavidade do SOA [81] e os coeficientes de ganho do SOA [115]. Devido à grande quantidade de parâmetros, é necessário compararem-se os resultados das simulações com os resultados experimentais, para se ter maior precisão nos valores dos parâmetros obtidos da literatura. Neste caso, foram aproveitados os resultados experimentais apresentados em [54] para se ajustar os demais parâmetros.

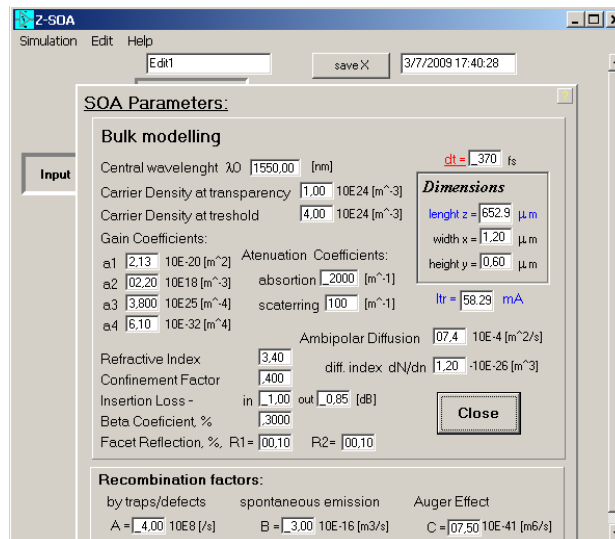


Figura 3.5: Janela de parâmetros do Z-SOA.

### 3.4 Experimento

Neste experimento, a técnica PISIC foi implementada com sinais provenientes de três geradores, sendo dois pulsos e um pré-impulso. Para combinar os três sinais, um combinador de microondas resistivo foi utilizado [116]. A combinação dos três sinais proporcionou a desejada conversão voltagem para corrente para ativação da chave baseada em SOA, com uma grande excursão do ganho óptico de -8 dB (atenuação óptica, SOA desligado) para 18 dB (ganho óptico, SOA ligado) com tempo de chaveamento de 650 ps sobre uma banda óptica de 60 nm em torno de 1550 nm. A montagem experimental está ilustrada na Fig. 3.6. A parte óptica da montagem inclui um laser sintonizável CW, um isolador óptico, um SOA comercial (neste caso SOA InPhenix), um filtro passa banda e um osciloscópio óptico de 30 GHz (os modelos utilizados encontram-se na Tabela 3.2). Na Tabela 3.3 encontram-se os parâmetros do SOA utilizado.

A corrente de chaveamento injetada no SOA é gerada por uma sequência de três geradores de pulsos. Os pulsos e o pré-impulso de tensão gerados são combinados usando 3 resistores

( $R_1, R_2, R_3$ ) de  $47 \Omega$  que juntamente com a impedância do SOA (que é muito pequena, da ordem de  $3 \Omega$ ), proporciona o casamento de impedância em  $50 \Omega$ . É importante observar que essa grande diferença entre  $47 \Omega$  e a baixa impedância do SOA funciona como um conversor voltagem-corrente, já que 10% de variação na impedância do SOA durante o chaveamento (de  $3$  para  $3,3 \Omega$ ) irá mudar a corrente em apenas 0,6% (resistência total muda de  $50$  para  $50,3 \Omega$ ). Neste momento, é válido comentar que a resposta em impedância obtida na Fig. 3.1 é para o caso de um único pulso a ser injetado no SOA. O circuito equivalente foi obtido para este caso, mas devido à pequena impedância do SOA em relação aos demais resistores no caso de injeção de múltiplos pulsos, pode-se considerar que quase toda a corrente flui pelo resistor de  $3 \Omega$ , podendo-se descartar os demais resistores na análise de impedância. Assim, o circuito equivalente obtido para um único pulso a ser injetado pode ser considerado válido para o caso de injeção de múltiplos pulsos na cavidade ativa do SOA.

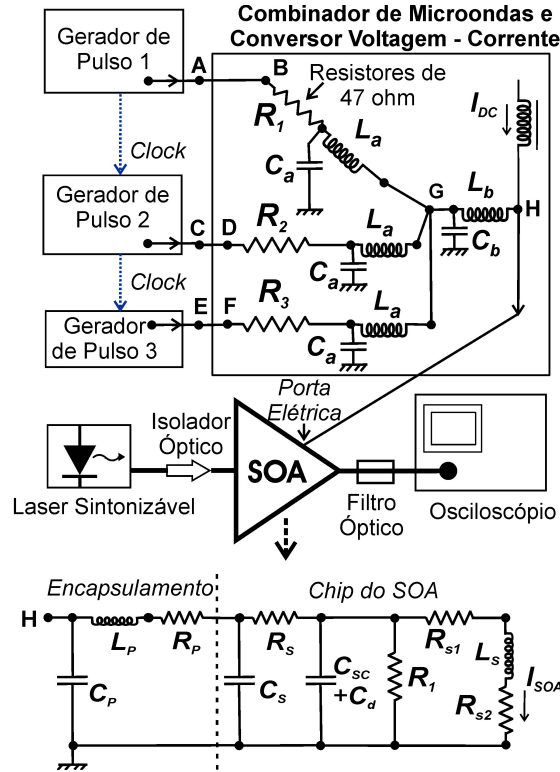


Figura 3.6: Montagem experimental usada para implementar o chaveamento por injeção de corrente no SOA, utilizando um combinador resistivo e conversor voltagem-corrente, incluindo as capacitâncias, indutâncias e o circuito equivalente do chip do SOA.

As capacitâncias e indutâncias  $C_a$  e  $L_a$  (Fig. 3.6) estão relacionadas aos resistores de  $47 \Omega$  e  $C_b$  e  $L_b$  à baixa impedância da linha que liga os resistores até a porta elétrica do SOA. Os sinais de voltagem dos geradores sincronizados são aplicados no combinador de microondas,

produzindo um pulso formatado em conjunto com uma corrente de polarização ( $I_{DC}$ ). Eles são aplicados na porta elétrica do SOA, gerando uma corrente ( $I_{SOA}$ ) para alimentar a região ativa do SOA, representada pelo resistor  $R_{S2}$ . As dimensões da montagem são: cabo coaxial semi-rígido  $AB=CD=EF= 56$  mm; linha  $BG=DG=FG= 6$ mm; conexão com a porta elétrica do SOA  $GH= 3$  mm.

Tabela 3.2: Lista de equipamentos utilizados nos experimentos

Equipamentos	Marca/Modelo	Especificações
Laser	Santec TSL - 210V	Sintonizável:1510-1630 nm
Polarizador Óptico	Photonetics 3688-PR15	
Gerador de Pulsos I	Agilent 8133A	2 canais, 3 GHz, $t_s=70$ ps
Gerador de Pulsos II	HP 8131A	500 MHz, $t_s=150$ ps
Isolador Óptico	JDSU	
SOA	InPhenix IPSAD 1502	Convencional
Analizador de Comunicação Digital	HP DCA 83480A	30 GHz ópt. / 40 GHz elétr.
Cordão de Fibra		FC-PC/APC   SC-PC/APC
Cabo de Microondas	Huber-Suhner	Até 18 GHz

Tabela 3.3: Lista de parâmetros do SOA InPhenix 1502

Parâmetros	Especificações
Corrente máxima	180 mA
Comprimento de onda de operação	1510-1570 nm
Largura de banda óptica	50 nm
Potência de saturação de saída	3 dBm
Figura de ruído	10 dB
Comprimento da cavidade ativa	0,653 mm
Corrente de limiar	75 mA

A versão mais simples para a forma de injeção de corrente é um rápido degrau de corrente aplicado à entrada elétrica do SOA no sentido de ligá-lo (*off/on*) ou desligá-lo (*on/off*). Existe um tempo limitado para o dispositivo ligar (ou desligar), já que a região ativa precisa ser ocupada (ou desocupada) pelos portadores injetados pelo sinal de microondas. Durante a subida do degrau, o ganho óptico do SOA aumenta lentamente com um tempo constante comparado com o tempo de vida dos portadores. Como visto no Capítulo 2, o tempo de vida dos portadores não é constante, diminuindo com o aumento da densidade de portadores dentro da cavidade ativa do SOA (Eq. 2.3). Desta forma, um pulso de corrente pode ser usado para aumentar rapidamente a população de portadores e assim diminuir o tempo de vida dos portadores. Logo, é interessante buscarem-se formatos de sinais de corrente para

minimizar o valor médio do tempo de vida dos portadores e por conseguinte, o tempo de chaveamento do SOA. Esse processo não é simples, já que a dinâmica do SOA é não-linear.

Um estudo empírico com a montagem utilizada levou a utilização do sinal presente na Fig. 3.7. Este formato do sinal foi obtido diretamente dos geradores, sendo considerado ideal, já que após as simulações realizadas com o circuito equivalente considerando-se as capacitâncias e indutâncias parasitas, sabe-se que o formato do pulso sofre alterações até chegar à cavidade ativa do SOA. Este sinal foi obtido pela adição de um impulso com largura de  $W_3=450$  ps (gerador 3) e um atraso de  $W_2=350$  ps depois do degrau. A extensão de corrente foi de 40 mA (corrente do SOA no estado desligado) até 210 mA no topo do impulso de  $W_3$ . Além disso, o sinal usado tem um pequeno pulso de largura  $W_1=20$  ps, devido à soma dos pulsos dos geradores 1 e 2. Os tempos de subida e descida ( $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  e  $t_4$ ) são de 60 ps.

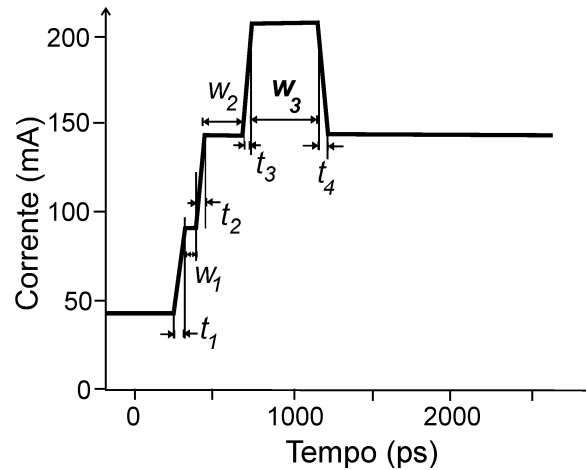


Figura 3.7: Sinal de corrente com dois pulsos e um pré-impulso, otimizado para o chaveamento rápido do SOA.

A resposta óptica obtida para o sinal da Fig. 3.7 está ilustrada na Fig. 3.8, na qual pode-se observar um rápido tempo de subida. No estado desligado (com nível de corrente de 40 mA), obteve-se uma potência óptica de saída de  $1,5 \mu\text{W}$ , ou seja, houve uma perda de 8 dB, já que foi utilizado um sinal do laser com  $10 \mu\text{W}$ . Com a injeção do sinal de corrente como o da Fig. 3.7, a potência de saída do SOA muda para  $600 \mu\text{W}$ , com um ganho de 18 dB e um tempo de subida de 650 ps (calculado através da diferença do tempo em 10% e 90% da diferença entre os níveis desligado e ligado). Além desses valores, pode-se observar pequenas flutuações e um *overshoot* em torno de 15%.

O sinal otimizado experimentalmente para operação de desligamento da chave está ilustrado na Fig. 3.9(a), no qual a melhoria no tempo de chaveamento foi obtida pela adição de um impulso negativo de largura  $W_6=250$  ps e atraso de  $W_5=350$  ps logo depois do degrau. A

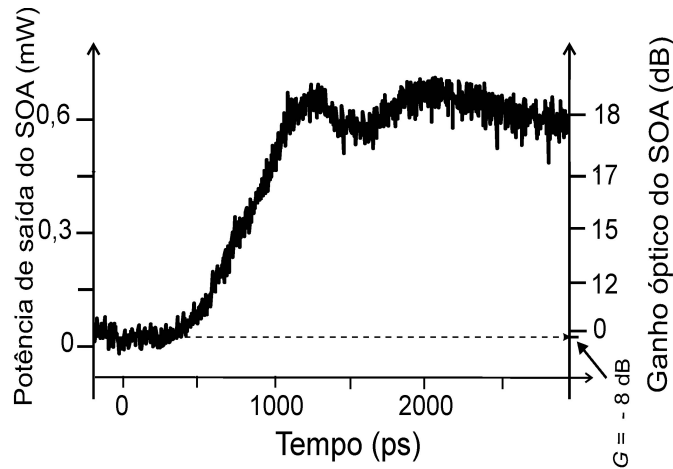


Figura 3.8: Chaveamento experimental utilizando o sinal da Fig. 3.7. Tempo de chaveamento de 650 ps com uma variação de ganho óptico de -8 dB para 18 dB.

corrente variou de 170 mA (SOA ligado) até um valor zero no nível mais baixo do impulso. Além disso, o sinal empírico tem um pequeno pulso de largura  $W_4=20$  ps (resultante da adição dos pulsos dos geradores 1 e 2) e tempos de subida e descida ( $t_5$ ,  $t_6$ ,  $t_7$  e  $t_8$ ) de 60 ps. A Fig. 3.9(b) demonstra a resposta óptica do sinal da Fig. 3.9(a). No início da resposta, o SOA polarizado com 170 mA tem um ganho óptico de 18 dB, com uma potência óptica de saída de 600  $\mu$ W. Depois da injeção do sinal da Fig. 3.9(a), a potência de saída do SOA mudou para 1,5  $\mu$ W, com uma atenuação medida de -8 dB e um tempo de descida de 450 ps.

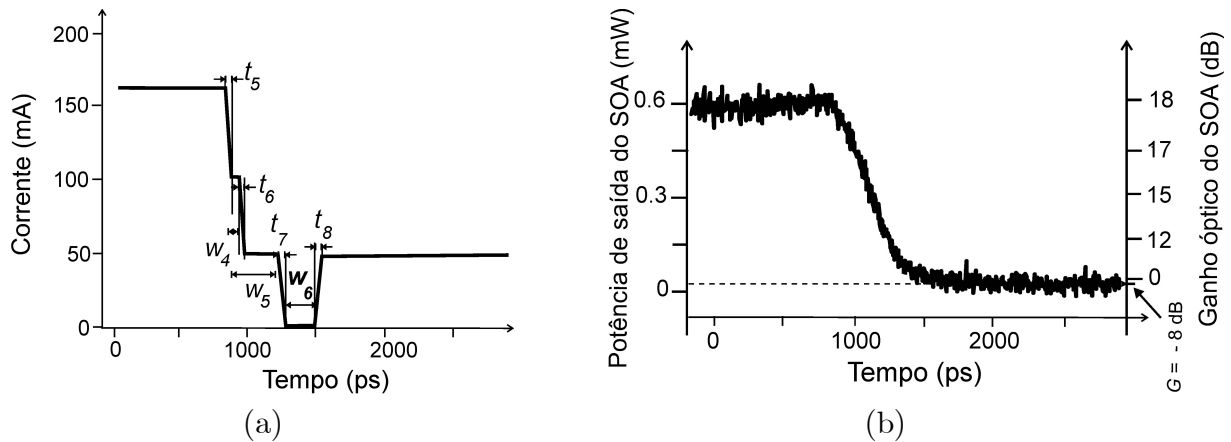


Figura 3.9: Desligamento da chave: (a) Sinal utilizado para o desligamento da chave com um pré-impulso negativo e (b) resposta óptica experimental.

Estes resultados experimentais servirão de base para o ajuste dos demais parâmetros das simulações a serem realizadas. Como nessas medições foi utilizado o SOA InPhenix, este será

o SOA considerado em todas as simulações apresentadas nesta tese.

### 3.5 Ajuste dinâmico de parâmetros

Como mencionado, as simulações feitas nesta tese envolvem a técnica PISIC através da injeção de múltiplos pulsos na região ativa do SOA, estando dividido em duas etapas: a primeira delas será chamada de etapa da resposta elétrica na qual são criados os pulsos a serem injetados no circuito equivalente, obtendo-se uma simulação do pulso de corrente que irá chegar à região ativa do SOA. A segunda etapa é chamada resposta óptica, na qual é obtida a resposta óptica do SOA para o resultado do pulso de corrente de polarização obtido na primeira etapa. Para a etapa da resposta elétrica, a calibração já foi realizada com a obtenção da resposta de impedância do circuito equivalente por aproximação da obtida experimentalmente. Os valores dos componentes do circuito equivalente já estão calibrados e apresentados na Tabela 3.1. Um ajuste dinâmico dos parâmetros é necessário para a segunda etapa, sendo os resultados experimentais obtidos na seção anterior, a base para esse ajuste.

Para se realizar o ajuste de parâmetros para a resposta óptica, é necessário realizar a primeira etapa da simulação. O sinal otimizado empiricamente (Fig. 3.7) foi utilizado como entrada no circuito equivalente, sendo obtida a resposta elétrica ilustrada na Fig. 3.10, comparada com o pulso ideal. Uma diferença apresentada em relação às medições experimentais foi a corrente de polarização utilizada na simulação que foi de 75 mA ( $I_{DC}$ ), valor aproximado da corrente de limiar do SOA InPhenix. O valor da amplitude dos pulsos do gerador 1 e 2 na simulação foi 5 V e 2 V, respectivamente. A resposta elétrica simulada apresenta um ligeiro aumento no tempo de subida e uma diminuição na amplitude. Além disso, flutuações são observadas. Esses resultados estão associados principalmente às perdas presentes em todo o circuito e às capacitâncias e indutâncias presentes no circuito equivalente que apresentam uma resposta mais lenta, como será melhor explicado em futuras seções.

O próximo passo é o ajuste dinâmico dos parâmetros do *software* Z-SOA. Este programa apresenta diversos parâmetros. Como mencionado anteriormente, alguns já foram obtidos experimentalmente. Para ajustar os demais parâmetros foram utilizados os resultados experimentais. Utilizou-se o sinal obtido da resposta elétrica como corrente de polarização no Z-SOA. Para iniciar o ajuste, foram utilizados valores da literatura para os parâmetros desconhecidos experimentalmente, obtendo-se respostas ópticas inicialmente muito diferentes da resposta óptica experimental. Diversos parâmetros, como por exemplo, as dimensões (largura e altura) da cavidade, os coeficientes de recombinação e perdas de inserção foram modificados até se obter a resposta óptica simulada presente na Fig. 3.11. Observa-se uma

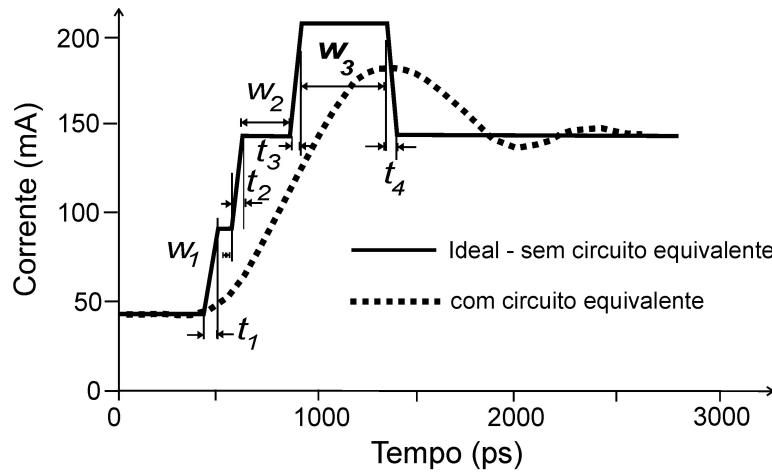


Figura 3.10: Pulso de corrente ideal (desconsiderando o circuito equivalente) e o pulso após o circuito equivalente.

boa semelhança entre a resposta óptica simulada e a experimental. Para essa boa semelhança, foi necessário achar a amplitude do pré-impulso na entrada do circuito equivalente que correspondesse a um *overshoot* próximo a 15% para os parâmetros já ajustados do Z-SOA, tendo sido obtida uma amplitude no gerador de 3,3 V.

Outro parâmetro a ser comentado é a corrente de limiar para o Z-SOA, com um valor de 58,3 mA, um pouco abaixo do valor experimental de 75 mA. Essa diferença é justificada pela difusão de portadores presente no SOA que não garante que a corrente presente na fonte de corrente experimental seja a que realmente chega à cavidade ativa do SOA. Este fato foi comprovado na simulação da resposta elétrica, na qual se observa uma atenuação do sinal. Além disso, foi utilizado no Z-SOA, um sinal em 1550 nm com potência de 158,5  $\mu\text{W}$  e outro sinal (apenas porque é necessário na simulação) em 1570 nm com potência de 1 pW, praticamente inexistente. Embora o valor utilizado de 158,5  $\mu\text{W}$  seja maior que o experimental, o contraste óptico obtido é o mesmo de 1,5  $\mu\text{W}$  para 600  $\mu\text{W}$ . Os valores de potência serão mantidos fixos em quase todas as simulações, somente sendo alterados no estudo da variação do contraste óptico.

Observa-se na Fig. 3.11, o resultado experimental, a resposta óptica para o caso considerando o circuito equivalente e para o caso ideal. Para os primeiros dois casos, um *overshoot* de 15% pode ser observado, bem como flutuações. Para o caso ideal, a simulação apresenta um tempo de subida mais rápido (400 ps), obtido com um maior valor do *overshoot*, porém sem flutuações. Em seções seguintes, será observado que as capacitâncias e indutâncias presentes no circuito equivalente do SOA são as principais causas das flutuações e da redução na velocidade de chaveamento. Desta forma, obtendo-se resultados das simulações próximos aos





devido ao pequeno tempo de vida dos portadores (alta densidade de portadores) no início de operação do desligamento da chave [27]. Assim, o ajuste dinâmico de parâmetros realizado apresentou bons resultados tanto para a ativação como para o desligamento da chave. Os demais parâmetros do Z-SOA estão apresentados na Tabela 3.4

Tabela 3.4: Parâmetros de Simulação do Z-SOA

Parâmetro	Definição	Valor
$dt$	discretização temporal	$370fs$
$L_x$	largura da cavidade óptica ativa	$1,20\mu m$
$L_y$	altura da cavidade óptica ativa	$0,6\mu m$
$L_z$	comprimento da cavidade óptica ativa	$652,94\mu m$
$N_{tr}$	densidade de portadores na transparência	$1 \times 10^{24}m^{-3}$
$N_0$	densidade de portadores no limiar	$4 \times 10^{24}m^{-3}$
$\beta$	fator de acoplamento de emissão espontânea	$0,02\%$
$a_1$	coeficiente de ganho	$2,13 \times 10^{-20}m^2$
$a_2$	coeficiente de ganho	$2,2 \times 10^{18}m^{-3}$
$a_3$	coeficiente de ganho	$3,8 \times 10^{25}m^{-4}$
$a_4$	coeficiente de ganho	$6,1 \times 10^{25}m^{-4}$
$\Gamma$	fator de confinamento óptico	$0,4$
$\lambda_0$	comprimento de onda central	$1568nm$
$\lambda_1, \lambda_2$	comprimento de onda das portadoras	$1550, 1570nm$
$\alpha_{abs}$	coeficiente de atenuação por absorção	$2000m^{-1}$
$\alpha_{scat}$	coeficiente de atenuação por espalhamento	$100m^{-1}$
$n_{ef}$	índice de refração efetivo	$3,4$
$dn/dN$	índice de refração diferencial	$1,20 \times 10^{-26}m^3$
$\alpha_{ins}$	perda por inserção, em cada face	$1dB$
$R_1, R_2$	reflexão nas faces	$0,1\%$
$D$	coeficiente de difusão ambipolar	$7,4 \times 10^{-4}m^2/s$
$A$	fator de recombinação por defeitos	$4 \times 10^8/s$
$B$	fator de recombinação radiativa	$3 \times 10^{-16}m^3/s$
$C$	fator de recombinação Auger	$7,5 \times 10^{-41}m^6/s$
$I_{limiar}$	corrente de limiar	$58,3mA$

### 3.6 Simulação

Com a calibração do circuito equivalente e o ajuste dinâmico dos parâmetros do Z-SOA, podem-se realizar as diversas simulações e analisarem-se os resultados. Para um melhor esclarecimento, a simulação será explicada novamente. Um sinal com dois pulsos e um pré-impulso é criado de forma ideal no *software* Simulink, conforme Fig. 3.7. Este pulso é injetado no circuito equivalente, observando-se alterações na forma do pulso que chega à região ativa

do SOA (Fig. 3.10). O sinal de corrente observado na região ativa do SOA é extraído do Simulink e servirá como corrente de polarização para o Z-SOA, no qual será observada a simulação da resposta óptica do SOA (Fig. 3.11).

Um dos resultados analisados é o tempo de chaveamento para ligar (desligar) a chave, sendo usado o termo nesta tese de tempo de subida (descida), pois é o tempo necessário para ir do nível mais baixo (alto) para o mais alto (baixo), sendo calculado como a diferença entre o tempo em 10% e 90% do valor da diferença dos níveis desligado (ligado) e ligado (desligado). O *overshoot* é definido como a flutuação de maior amplitude, sendo apresentado em porcentagem. O valor do *overshoot* é obtido pela diferença entre o pico do *overshoot* e o valor médio do nível em que a chave está ligada, dividida por esse valor médio. Quando há *overshoot*, o cálculo do tempo de subida é realizado da mesma forma, desconsiderando-o.

Na Fig. 3.13, é apresentada a forma utilizada para se calcular o tempo de chaveamento, usando como exemplo a resposta obtida pelo Z-SOA para reproduzir o caso experimental. O sinal de corrente injetado no circuito equivalente se mantém no nível da corrente DC ( $I_{DC}$ ), até se iniciar o pulso de corrente em 1,1 ns. Este intervalo de tempo de 1,1 ns é utilizado para que haja tempo para a estabilização do Z-SOA, sendo o período em que é simulado o nível desligado da chave. A resposta do Z-SOA se inicia no valor de  $1,5 \mu\text{W}$ , conforme pode ser observado na Fig. 3.13, reproduzindo a situação em que a chave estaria desligada. Porém, na simulação, este nível não se mantém fixo até 1,1 ns, como seria o esperado. Isso ocorre porque foi utilizada uma corrente de limiar no Z-SOA de 58,3 mA, considerando a difusão da corrente. Ao se trabalhar com  $I_{DC} = 75 \text{ mA}$  (que seria o valor de corrente de limiar experimental), apesar da atenuação apresentada pelo circuito equivalente na simulação, o nível de corrente (60 mA após atenuação) que se inicia o pulso após o circuito, ainda é um pouco acima do limiar utilizado no Z-SOA. Assim, o Z-SOA amplifica o sinal até o tempo de 1,1 ns, observando-se o comportamento da curva detalhada na Fig. 3.13. Outro efeito que contribui para este comportamento anômalo é a ASE gerada.

Na Fig. 3.13, também é apresentado o comportamento ideal da curva (tracejada), iniciando-se em  $1,5 \mu\text{W}$  e se mantendo neste valor até 1,1 ns, a partir do qual é injetado o pulso de corrente, ocorrendo o chaveamento. Desta forma, para o caso de cálculo do contraste óptico será considerado o valor inicial de potência do nível desligado de  $1,5 \mu\text{W}$ , mas para o caso de cálculo do tempo de subida, será considerado o valor de potência em 1,1 ns, respeitando o comportamento da curva simulada pelo Z-SOA. Lembrando que conforme visualizado nas Fig. 3.3(a) e Fig. 3.4(a), o circuito equivalente e o Z-SOA apresentam também atrasos, que já estão incluídos na Fig. 3.13, sendo levados em consideração para se calcular o tempo de subida. O cálculo do tempo de descida é semelhante, sendo realizado com as devidas

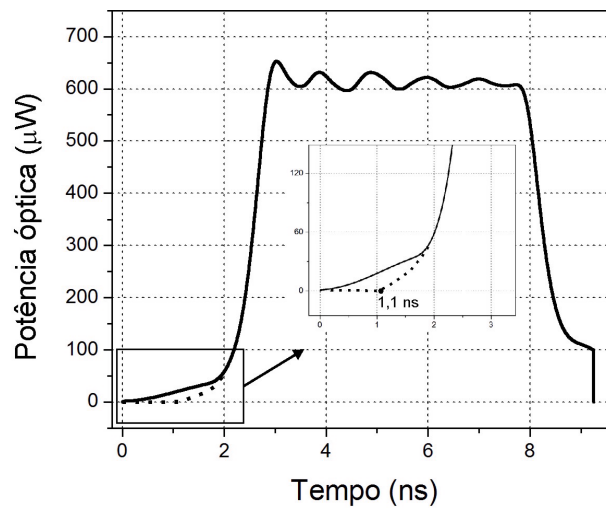


Figura 3.13: Demonstração do cálculo do tempo de subida.

analogias.

Com estas simulações é possível fazer-se um estudo buscando obter menores tempos de chaveamento com menores flutuações e *overshoots*. Essa busca pode ser feita através da variação do sinal de corrente de entrada ou de modificações no circuito equivalente. Em praticamente todas as simulações (exceto na variação do contraste óptico), os parâmetros do Z-SOA são mantidos fixos. Foram feitas simulações nas quais se considera o circuito equivalente completo com os mesmos valores obtidos na calibração, variando-se apenas o sinal de corrente de polarização de entrada, realizando-se variações na amplitude, largura, atraso e tempo de subida do pré-impulso, mantendo os demais pulsos fixos, tanto para o caso de ativação da chave como de desligamento, visando à obtenção do sinal de corrente otimizado.

Foram feitas outras simulações, variando-se o circuito equivalente, desde variações nas quais grupos de componentes são desconsiderados como, por exemplo, acoplamento e encapsulamento, até variações nos valores dos diversos componentes. Desta forma, pode-se ter uma idéia da forma do sinal de corrente ideal para se polarizar o SOA e das alterações que podem ser feitas no circuito que representa a montagem experimental e no próprio dispositivo SOA.

Outro estudo a ser realizado é o da variação do contraste óptico. Neste caso, parâmetros como amplitude dos demais pulsos do sinal de corrente (não somente o pré-impulso), potência óptica de entrada no Z-SOA e corrente  $I_{DC}$  são alterados, buscando-se uma melhor relação entre os níveis desligado e ligado. Este estudo visa a entender o compromisso entre tempo de chaveamento e contraste óptico.

## 3.7 Variação do pré-impulso

Serão apresentadas simulações variando-se o formato do pré-impulso para o caso de ativação e desligamento da chave, considerando-se o circuito equivalente completo. Todas as variações são feitas no sinal de corrente antes de ser simulado no circuito equivalente. As flutuações presentes nos resultados serão analisadas comparativamente, sendo abordada a justificativa para tais flutuações, em seção própria. A mesma análise será feita com relação ao *overshoot*.

### 3.7.1 Tempo de ativação da chave

O tempo de ativação é o tempo necessário para a transição entre os níveis desligado e ligado da chave. O tempo de subida, calculado conforme explicitado anteriormente, será a forma de quantificação do tempo de ativação. Devido às flutuações presentes, para efeito de cálculo são considerados os níveis médios de potência para o estado ligado da chave. Este nível médio varia muito pouco com as diferentes mudanças nos parâmetros. Para o estudo do melhor formato do pré-impulso, serão variados os seguintes parâmetros: amplitude, largura, atraso e tempo de subida do pré-impulso.

Inicialmente, serão considerados os valores para os parâmetros do pré-impulso utilizados no experimento: amplitude de 3,3 V, largura de 450 ps, atraso de 350 ps e tempo de subida de 60 ps. Em cada caso, serão especificadas as modificações realizadas em cada parâmetro.

#### Amplitude

A amplitude do pré-impulso antes de ser injetado no circuito equivalente foi variada. Por considerar que, experimentalmente, essa variação de amplitude será feita através de modificações no gerador de tensão, as variações realizadas nas simulações estão apresentadas como variações em voltagem. Caso haja necessidade de analisar essas variações em corrente, basta dividir os valores em voltagem pela resistência de  $50\ \Omega$  do circuito equivalente. Foram realizadas variações de amplitude do pré-impulso para uma faixa de valores que se estende de 0,2 V a 10 V. A Fig. 3.14 apresenta a resposta elétrica para o sinal de corrente após o circuito equivalente para alguns valores de voltagem.

Observa-se na Fig. 3.14 que ao se aumentar a amplitude do pré-impulso, aumenta-se a amplitude do *overshoot*, resultado já esperado. Da mesma forma, há um aumento na amplitude das flutuações seguintes. Observa-se também um amortecimento das flutuações, o qual é maior para as maiores amplitudes iniciais. As flutuações se repetem com uma certa frequência, observando-se pequenas variações ao se calcular a frequência entre dois

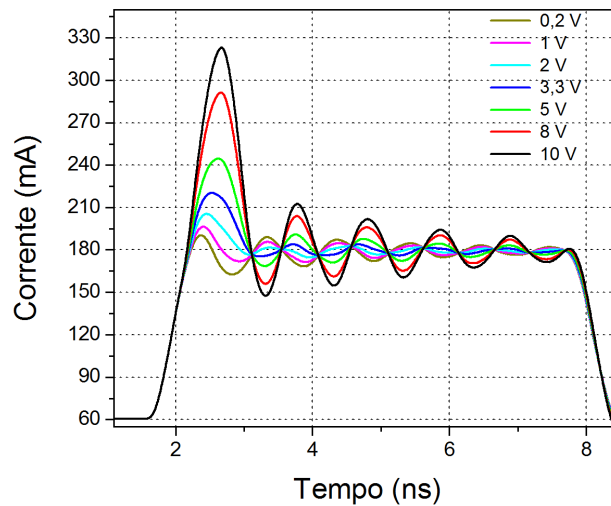


Figura 3.14: Sinal de corrente de polarização após o circuito equivalente - Variação de amplitude do pré-impulso para os valores de: 0,2, 1, 2, 3,3, 5, 8 e 10 V.

pulsos adjacentes que podem ser resultado de erros de imprecisão no momento de se obter os pontos das curvas obtidas na simulação para o cálculo da frequência. Calculando-se uma média aritmética dos valores obtidos entre os pulsos adjacentes para cada amplitude do pré-impulso, foram obtidos valores da ordem de 960 a 980 MHz (esta será a forma de cálculo da frequência de repetição das flutuações). Na Fig. 3.14, pode-se observar que o *overshoot* apresenta, além de uma maior amplitude com o aumento da amplitude do pré-impulso, uma maior duração no tempo, o que causa o não sincronismo entre as flutuações. Com relação ao tempo de subida, observa-se pouquíssima variação.

As respostas ópticas aos sinais de corrente mostradas na Fig. 3.14 estão apresentadas na Fig. 3.15. Observa-se que não é mantida a proporção entre os *overshoots* visualizada na resposta elétrica, apresentando a resposta óptica, valores bem maiores de *overshoot*. Estes altos valores de *overshoot* dificultam a visualização para os casos com menor amplitude. Para melhor visualização, foram realçados à direita da Fig. 3.15, os casos de menor amplitude do pré-impulso.

O amortecimento da amplitude das flutuações segue o mesmo comportamento da resposta elétrica. Com relação à frequência de repetição das flutuações, obteve-se valores de 960 a 990 MHz. Observa-se também um não sincronismo entre as flutuações devido à maior duração do *overshoot* para maiores amplitudes do pré-impulso. Estas semelhanças com os resultados da resposta elétrica ocorrem devido ao Z-SOA reproduzir como o SOA responde a esta resposta elétrica, adicionando a esta reprodução a dinâmica de portadores.

Apesar das semelhanças, a resposta óptica apresenta variações no tempo de subida bem

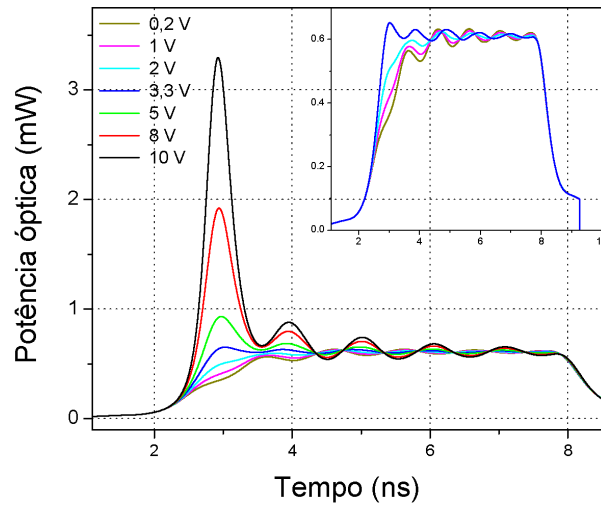


Figura 3.15: Resposta óptica do SOA - Variação de amplitude do pré-impulso para os valores de: 0,2, 1, 2, 3,3, 5, 8 e 10 V (ampliação à direita dos menores valores de amplitude).

mais pronunciadas do que na resposta elétrica, observando uma diminuição do tempo de subida com o aumento da amplitude do pré-impulso. Como já comentado, um grande aumento repentino da quantidade de portadores injetados na cavidade ativa, diminui o tempo de vida dos portadores, diminuindo o tempo de subida. Além disso, maior amplitude, diminui o tempo de atraso (*turn-on delay*), assim como diminui o efeito de atraso da resposta dos capacitores e indutores do circuito equivalente.

A Fig. 3.16 apresenta o tempo de subida e *overshoot* calculados a partir da resposta óptica, conforme explicitado na seção anterior. Para o valor de amplitude de 3,3 V, foi obtido um tempo de subida de 680 ps, bem próximo do experimental. Observa-se uma variação do tempo de subida de 1370 ps para 434 ps (com o aumento da amplitude do pré-impulso). Este último valor apresenta um tempo de subida inferior ao obtido experimentalmente, assim, seria interessante operar a chave com a maior amplitude possível do pré-impulso, porém o gráfico do *overshoot* apresenta um valor muito elevado para os casos de elevada amplitude do pré-impulso. Para 10 V de amplitude, há um *overshoot* de 442%, o que é muito elevado, podendo prejudicar a recepção do sinal. Neste trabalho, considera-se que o valor aceitável de *overshoot* é de até 30%, o que limita os valores de amplitude do pré-impulso até 4,5 V.

Conclui-se que para um chaveamento mais rápido é necessária uma maior amplitude do pré-impulso, porém há o compromisso deste com o *overshoot*, não permitindo-se trabalhar com valores altos de amplitude. No entanto, caso haja algum dispositivo capaz de retirar o *overshoot* do sinal, amplificadores podem ser usados para se obter elevados valores de amplitude do pré-impulso, e conseqüentemente, menores tempos de subida. Um dispositivo

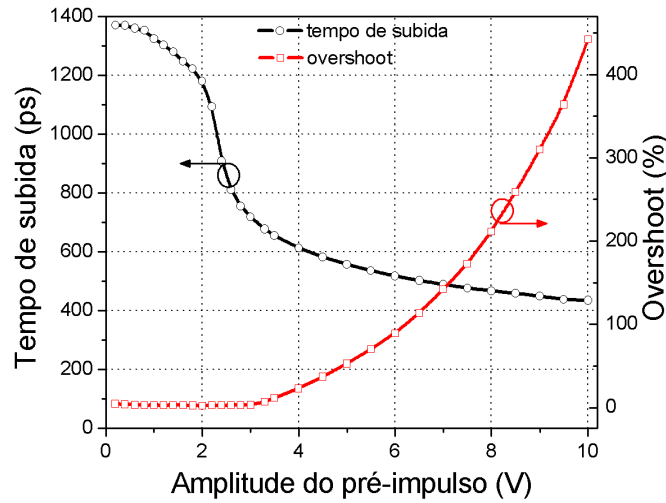


Figura 3.16: Tempo de subida e overshoot da resposta óptica em função da amplitude do pré-impulso.

deste tipo será apresentado no Capítulo 4.

### Largura

A próxima análise é a da largura do pré-impulso. Antes de se iniciar o estudo deste parâmetro, é necessário comentar que a forma utilizada para as simulações não considera uma densidade de portadores constantes, já que neste estudo a amplitude do pré-impulso foi mantida fixa. Assim, ao se aumentar a largura do pré-impulso com a amplitude fixa, há variação da densidade de portadores injetadas na região ativa, dificultando o estudo individual da influência da largura do pré-impulso.

Para o estudo da largura do pré-impulso, foi considerado 3,3 V de amplitude do pré-impulso, variando-se a largura de 50 ps a 1000 ps, valores facilmente utilizados em geradores de microondas. A Fig. 3.17 ilustra o sinal de corrente após o circuito equivalente. Para uma melhor visualização, estes resultados foram expostos em duas figuras. Na Fig. 3.17(a) está a resposta elétrica para os valores de largura do pré-impulso de 50, 250, 350 e 450 ps. Já os valores de 450, 650, 850 e 1000 ps estão ilustrados na Fig. 3.17(b). Para que se possa manter uma relação de comparação entre os resultados, foi repetido o valor experimental de 450 ps



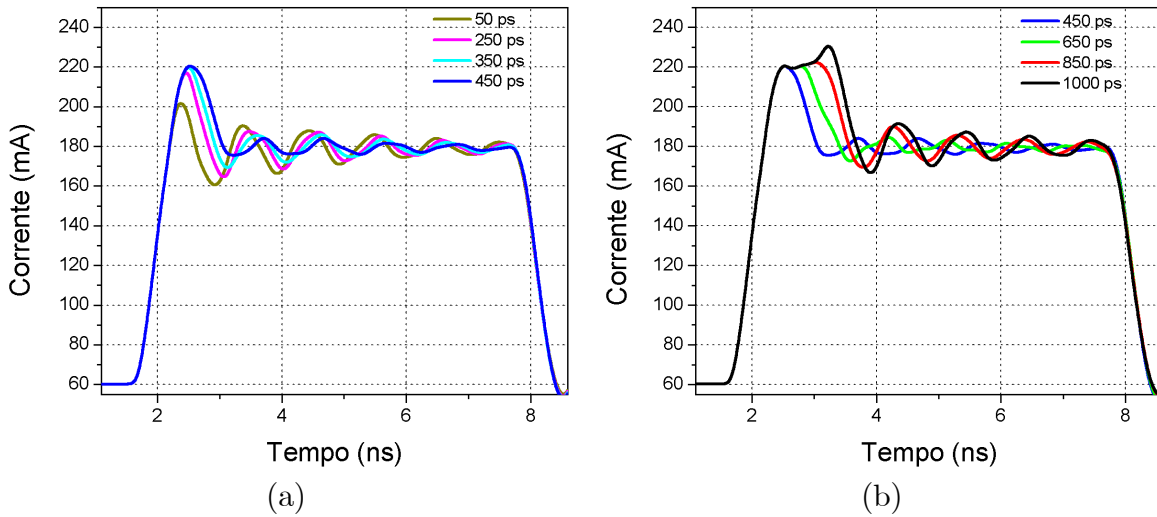


Figura 3.17: Sinal de corrente de polarização após o circuito equivalente - Variação da largura do pré-impulso para os valores de: (a) 50, 250, 350 e 450 ps; (b) 450, 650, 850 e 1000 ps.

Para baixos valores de largura, observou-se que, ao aumentar a largura do pré-impulso, houve um aumento da amplitude do *overshoot*. Esse aumento decresce para valores altos de largura, se apresentando praticamente estável. A variação da largura do pré-impulso leva a um aumento da largura do *overshoot*. As flutuações apresentam comportamento semelhante ao apresentado no caso da variação de amplitude do pré-impulso, apresentando pequenas variações e frequência de repetição de 960 MHz a 1 GHz.

As respostas ópticas dos respectivos sinais de corrente com diferentes valores de largura do pré-impulso estão apresentadas nas Fig. 3.18(a) e (b), observando-se uma maior influência da variação da largura sobre a amplitude do *overshoot* para a resposta óptica do que para a elétrica. Isto ocorre porque o pré-impulso é uma injeção rápida de portadores, assim, quanto menor (maior) a largura do pré-impulso, menor (maior) será o tempo de duração deste, e menor (maior) quantidade de portadores é injetada, diminuindo (aumentando) o ganho e o *overshoot*. Observa-se que para baixos valores de largura, não há *overshoot*, só ocorrendo para valores de largura acima de 450 ps. Além disso, nota-se que para o maior valor de largura simulado (1000 ps), obteve-se um elevado *overshoot*. As flutuações, por sua vez, são muito semelhantes à resposta elétrica, apresentando as mesmas variações e frequência de repetição de 960 MHz a 1 GHz.

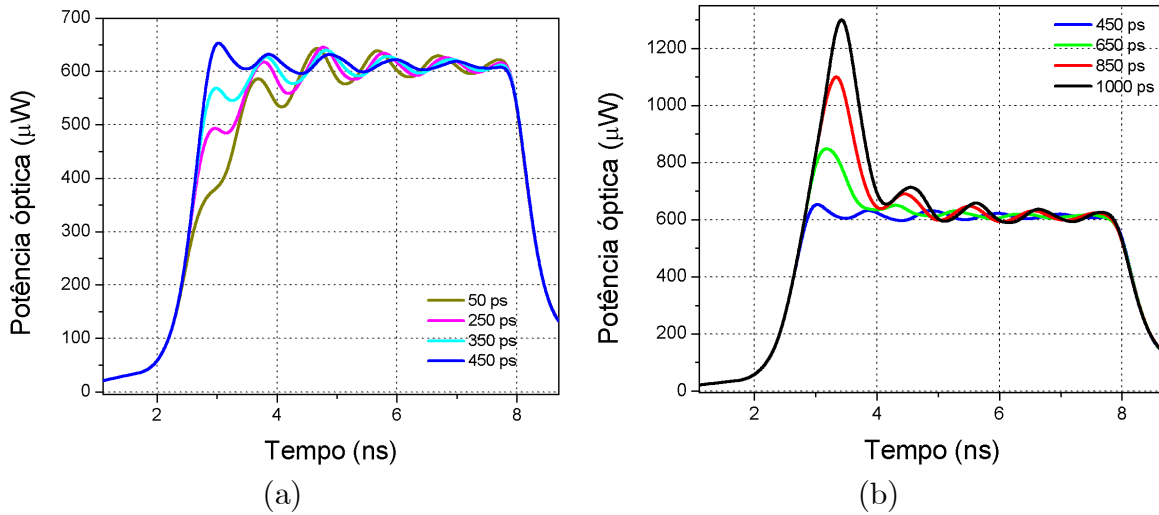


Figura 3.18: Resposta óptica do SOA - Variação da largura do pré-impulso para os valores de: (a) 50, 250, 350 e 450 ps; (b) 450, 650, 850 e 1000 ps.

Com relação ao tempo de subida é notória a diferença presente entre as curvas da Fig. 3.18(a) e (b). No primeiro caso, para valores menores da largura, o aumento da largura proporciona um aumento visível do tempo de subida. Porém, no segundo caso, para maiores valores da largura, o aumento desta praticamente não causa nenhuma melhora no tempo de subida. Isto pode ser melhor comprovado com a Fig. 3.19. Nessa figura, observa-se que para valores inferiores a 450 ps, o tempo de subida diminui com o aumento da largura, mas para valores acima de 450 ps, praticamente não há variações. O *overshoot* também só ocorre para valores elevados de largura (acima de 450 ps). Este comportamento está relacionado à quantidade de portadores injetados rapidamente pelo pré-impulso. Assim, para valores menores de largura, um pequeno acréscimo na largura, permite uma maior injeção de portadores muito rapidamente, fato que diminuirá o tempo de subida. Já para altos valores de largura, a pequena variação da largura e, conseqüentemente, o pequeno acréscimo na quantidade de portadores já não irá fazer tanta diferença, devido ao longo tempo gasto para injetar esses portadores, não ocorrendo a injeção abrupta necessária, praticamente deixando de ser um impulso.

Foram obtidos valores muito altos de *overshoot* com o aumento da largura e praticamente nenhuma melhoria no tempo de subida para valores de largura do pré-impulso acima de 450 ps. Desta forma, conclui-se que a melhor largura do pré-impulso é a de 450 ps, na qual o tempo de subida estabiliza em torno de 680 ps e o *overshoot* é de apenas 10%. Esses resultados são consistentes com os obtidos no laboratório durante o estudo empírico realizado com a montagem da Fig. 3.6 (não apresentados neste trabalho).

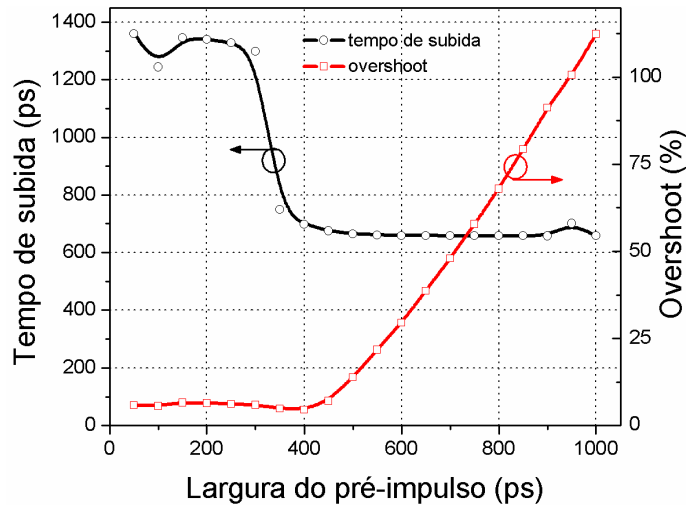


Figura 3.19: Tempo de subida e overshoot da resposta óptica em função da largura do pré-impulso.

### Atraso

O atraso aqui mencionado é o tempo entre o início do pulso do gerador 2 mais o tempo de subida e o início do pré-impulso, representado na Fig. 3.7 por  $W_2$ . Para estas simulações foi utilizado o pré-impulso com amplitude de 3,3 V e largura de 450 ps. Foi realizada a simulação do atraso para valores de 0 a 800 ps, valores facilmente obtidos por meio da combinação de simples geradores de microondas. Os sinais de corrente obtidos após o circuito equivalente estão apresentados nas Fig. 3.20(a) e (b). Pode-se observar que para baixos valores do atraso ( $< 350$  ps), há maiores *overshoots*. Estes resultados estão associados ao fato de que para pequenos valores de atraso, o pré-impulso praticamente é somado ao pulso do gerador 2, apresentando essa maior amplitude. A partir do valor de 350 ps, observa-se uma redução do *overshoot* devido ao afastamento do pré-impulso do pulso do gerador 2. Para o valor de 800 ps, observa-se um *overshoot* após uma flutuação inicial. As flutuações apresentaram menor variação de valores, tendo praticamente a mesma frequência de repetição de 970 MHz. O amortecimento se manteve semelhante aos outros casos analisados. O valor de 350 ps apresenta flutuações com amplitudes com pouca variação. Pelos diferentes valores de atraso, também é notório o não sincronismo entre as flutuações.

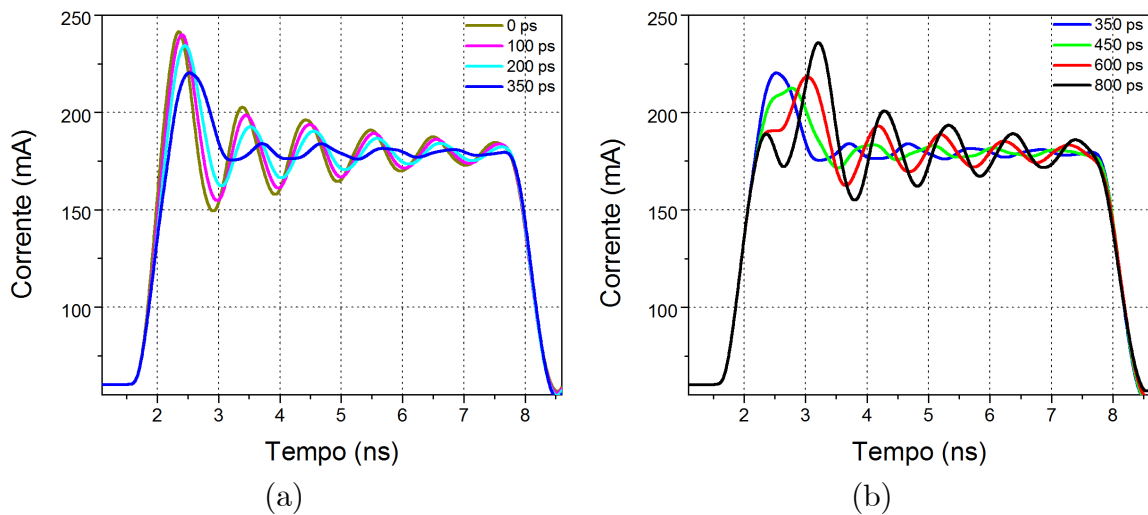


Figura 3.20: Sinal de corrente de polarização após o circuito equivalente - Variação do atraso do pré-impulso para os valores de: (a) 0, 100, 200 e 350 ps; (b) 350, 450, 600 e 800 ps

A Fig. 3.21 apresenta as respostas ópticas aos sinais de corrente da Fig. 3.20. O comportamento dos *overshoots* é muito diferente comparado ao da resposta elétrica. Para baixos valores do atraso, não há *overshoot*. Isto ocorre porque o pré-impulso está se iniciando praticamente junto com os demais pulsos, não ocorrendo uma injeção abrupta de portadores. Observa-se grandes amplitudes a partir da segunda flutuação. Para o caso de 350 ps, há *overshoot*, porém as demais flutuações apresentam menores amplitudes que praticamente não variam. Para valores maiores de atraso, há grandes *overshoots*. As flutuações se apresentam de forma semelhante às da resposta elétrica, com a mesma frequência de 970 MHz com pequenas variações.

Com relação ao tempo de subida, observa-se que para baixos valores de atraso há uma diminuição no tempo de subida com o aumento do atraso. Lembrando que o tempo de subida (10%-90%) é calculado até ocorrer a estabilização no nível superior de potência óptica. Desta forma, para os baixos valores de atraso, a estabilização só ocorre após a primeira flutuação. Esses valores mais altos de tempo de subida para valores menores de atraso deve-se à mesma justificativa da ausência de *overshoot*, ou seja, o pré-impulso está se iniciando praticamente junto com os demais pulsos, não ocorrendo uma injeção abrupta de portadores. Para maiores valores de atraso ( $> 350$  ps), ocorrendo um aumento do atraso, há um aumento do *overshoot* e do tempo de subida. Esse resultado se explica porque ao se aumentar o atraso, há uma distinção entre os demais pulsos e o pré-impulso, ocorrendo a injeção abrupta de portadores. Porém, atrasos muito grandes provocam uma estabilidade na resposta por algum tempo até o início do pré-impulso, aumentando o tempo de subida. Estes resultados do tempo de subida e *overshoot* se encontram na Fig. 3.22, na qual se observa a diminuição do tempo de subida até

próximo de 200 ps de atraso com valor de 600 ps. Após esse valor de atraso, há um aumento do tempo de subida. O *overshoot* inexistente até 250 ps de atraso, aumentando a partir deste valor. Desta forma, é interessante que o atraso do pré-impulso seja capaz de diferenciar o pré-impulso dos demais pulsos, mas também não permita uma estabilização do nível alto de potência antes do *overshoot*. Assim, os valores ideais devem ser entre 150 ps e 300 ps.

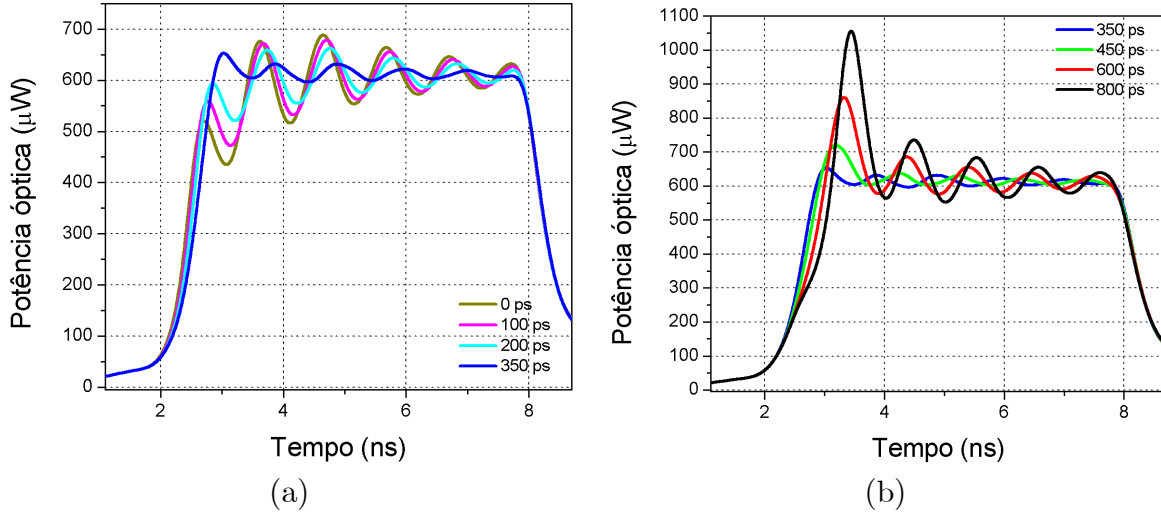


Figura 3.21: Resposta óptica do SOA - Variação do atraso do pré-impulso para os valores de: (a) 0, 100, 200 e 350 ps; (b) 350, 450, 600 e 800 ps.

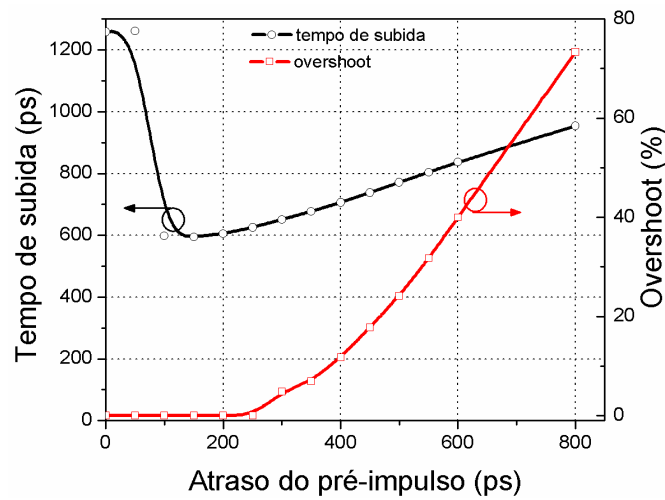


Figura 3.22: Tempo de subida e overshoot da resposta óptica em função do atraso do pré-impulso.

### Tempo de subida do pré-impulso

O último parâmetro que se pode modificar no pré-impulso é o tempo de subida. Nas simulações anteriores e no experimento, foi atribuído o valor de 60 ps ao tempo de subida do pré-impulso. Para as simulações que seguem, foram considerados os valores padrões de amplitude de 3,3 V, largura de 450 ps e atraso de 350 ps, tendo os valores do tempo de subida variado de 0 (ideal) a 140 ps. Os sinais de corrente após o circuito equivalente estão ilustrados nas Fig. 3.23(a) e (b).

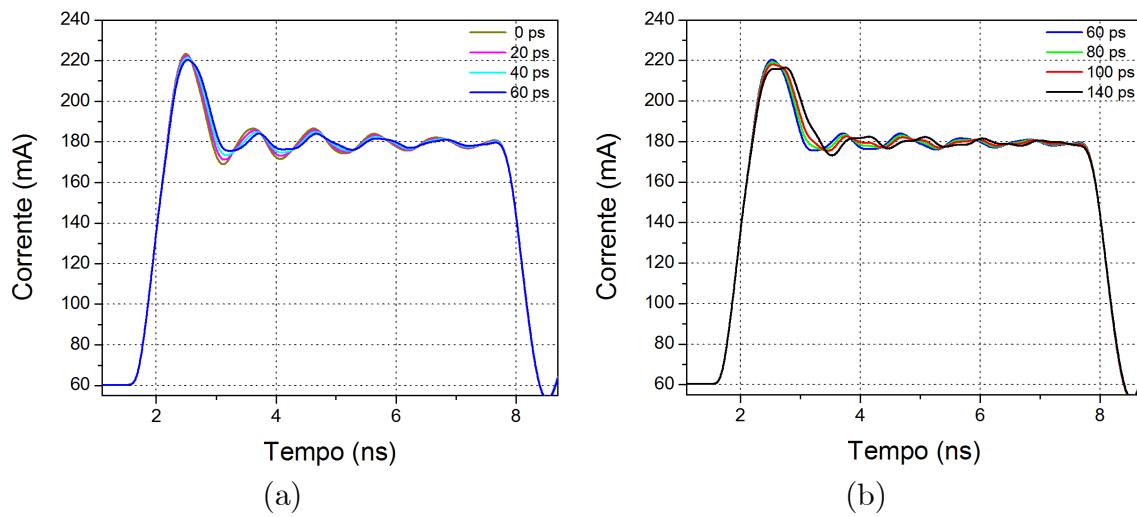


Figura 3.23: Sinal de corrente de polarização após o circuito equivalente - Variação do tempo de subida do pré-impulso para os valores de: (a) 0, 20, 40 e 60 ps; (b) 60, 80, 100 e 140 ps

Observa-se pequenas variações no *overshoot*, no tempo de subida e na amplitude das flutuações. A maior variação ocorre na largura do *overshoot* para o caso de tempo de subida de 140 ps. As flutuações apresentam uma frequência de repetição de 970 MHz, com pequenas variações. As flutuações também apresentam distorções na sua forma, causada pela resposta de alguns componentes do circuito. Neste caso, as flutuações estão praticamente sincronizadas.

As respostas ópticas do Z-SOA aos sinais de corrente da Fig. 3.23 podem ser visualizadas nas Fig. 3.24(a) e (b), sendo mantidas as pequenas variações na amplitude das flutuações e no tempo de subida. A principal diferença está no *overshoot*, que aumenta com o aumento do tempo de subida do pré-impulso. Este aumento no *overshoot* é uma resposta ao aumento da largura do *overshoot* com o aumento do tempo de subida do pré-impulso, apresentado nos sinais de correntes. A frequência de repetição é mantida em torno de 970 MHz.

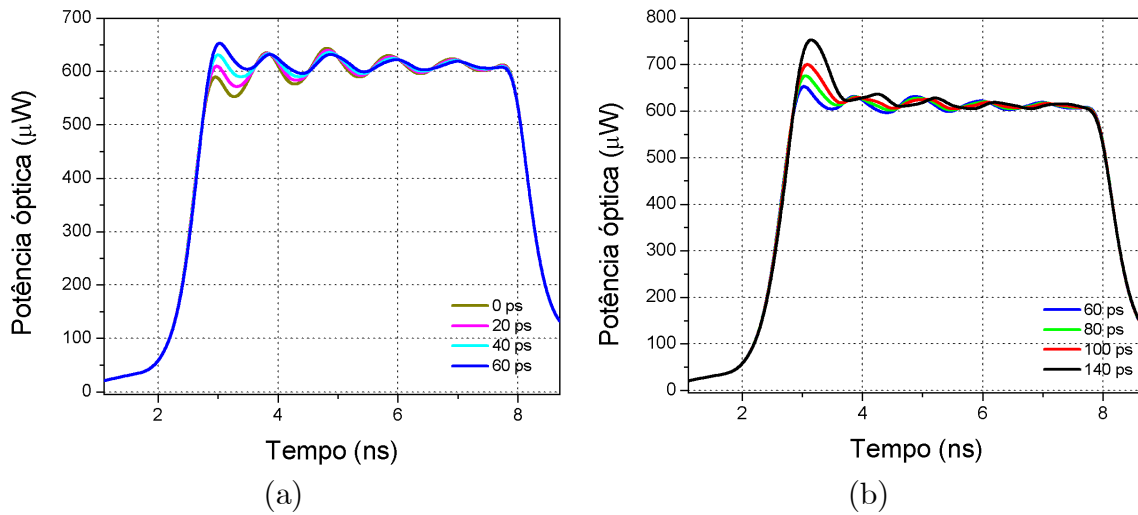


Figura 3.24: Resposta óptica do SOA - Variação do tempo de subida do pré-impulso para os valores de: (a) 0, 20, 40 e 60 ps; (b) 60, 80, 100 e 140 ps.

A relação entre o tempo de subida e *overshoot* está ilustrada na Fig. 3.25. Nota-se que há uma variação no tempo de subida, mas esta variação é muito pequena, de 675 a 690 ps, ou seja, variações que podem ocorrer até por erro de cálculo. Para baixos valores de tempo de subida do pré-impulso, não há o surgimento de *overshoot*. Este só ocorre para valores altos de tempo de subida do pré-impulso, aumentando conforme visto na Fig. 3.24(b), para valores de tempo de subida do pré-impulso acima de 60 ps. Contudo, o *overshoot* para a faixa de tempo de subida do pré-impulso estudada, apresenta valores aceitáveis, inferiores a 30%.

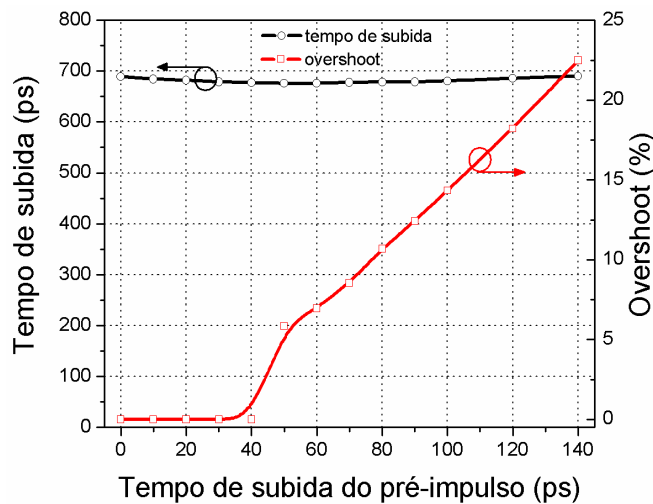


Figura 3.25: Tempo de subida e overshoot da resposta óptica em função do tempo de subida do pré-impulso.

A variação do tempo de subida do pré-impulso não influi de forma considerável no tempo de subida da chave. Desta forma, o tempo de subida do pré-impulso ideal pode ser qualquer valor na faixa estudada de 0 a 140 ps, considerando 30% como valor aceitável de *overshoot*. Caso se deseje o menor valor de *overshoot* e o menor tempo de subida, considerando a pequena variação do tempo de subida apresentada, o valor de 60 ps demonstra ser o melhor valor, mostrando que os geradores utilizados experimentalmente estão coerentes com estes resultados simulados.

### 3.7.2 Tempo de desligamento da chave

Para as simulações do tempo de desligamento da chave, foi utilizado um sinal de entrada igual ao da Fig. 3.9(a). O tempo de descida foi calculado de forma semelhante, considerando 10% e 90% do tempo de transição entre os níveis médios, ligado e desligado. As variações nos níveis médios do estado desligado são bem mais pronunciadas do que no caso de ativação da chave. Ao se aplicar um pré-impulso negativo, ocorrem *undershoots*, que são semelhantes aos *overshoots*, porém a flutuação ocorre para um nível abaixo do médio. No desligamento da chave, também ocorrem flutuações semelhantes às obtidas para o caso de tempo de ativação. Essas flutuações são causadas principalmente pelos capacitores e indutores parasitas do circuito equivalente. O *undershoot* é influenciado tanto pelos componentes do circuito equivalente, quanto pela dinâmica dos portadores do SOA, representado na simulação pelo Z-SOA.

A principal diferença entre a ativação da chave e o desligamento é o efeito do pré-impulso. No primeiro caso, o pré-impulso aumenta a densidade de portadores de forma abrupta. No segundo caso, ocorre a diminuição abrupta da densidade de portadores. Porém, em ambos os casos, ocorre a redução do tempo de vida dos portadores, através desta variação abrupta na densidade de portadores. Como o comportamento para o desligamento da chave é semelhante ao de ativação, serão apresentados os resultados das simulações de forma sucinta.

### Amplitude

Para o estudo da variação da amplitude, foram utilizados valores de amplitude de 0,5 a 10 V no sentido negativo. Os valores de amplitude aqui mencionados serão de forma absoluta. Os sinais de corrente obtidos após o circuito equivalente se encontram representados na Fig. 3.26(a). Para os valores de 7 e 10 V de amplitude, são observados valores de corrente negativos, o que na prática não deveria ocorrer, mas por se tratar de simulações, serão considerados. Observa-se o aumento do *undershoot* e amplitude das flutuações com o aumento



da amplitude do pré-impulso. A frequência de repetição das flutuações variou entre os valores de 960 MHz e 1 GHz.

Na Fig. 3.26(b), estão ilustradas as respostas ópticas do Z-SOA aos sinais de corrente da Fig. 3.26(a). Observa-se que para baixos valores de amplitude não há *undershoots*.

É possível observar uma diminuição no tempo de descida com o aumento da amplitude do pré-impulso, assim como uma diminuição no nível de menor potência em que o sinal óptico se estabiliza. A frequência de repetição das flutuações se mantém variando de 960 a 980 MHz.

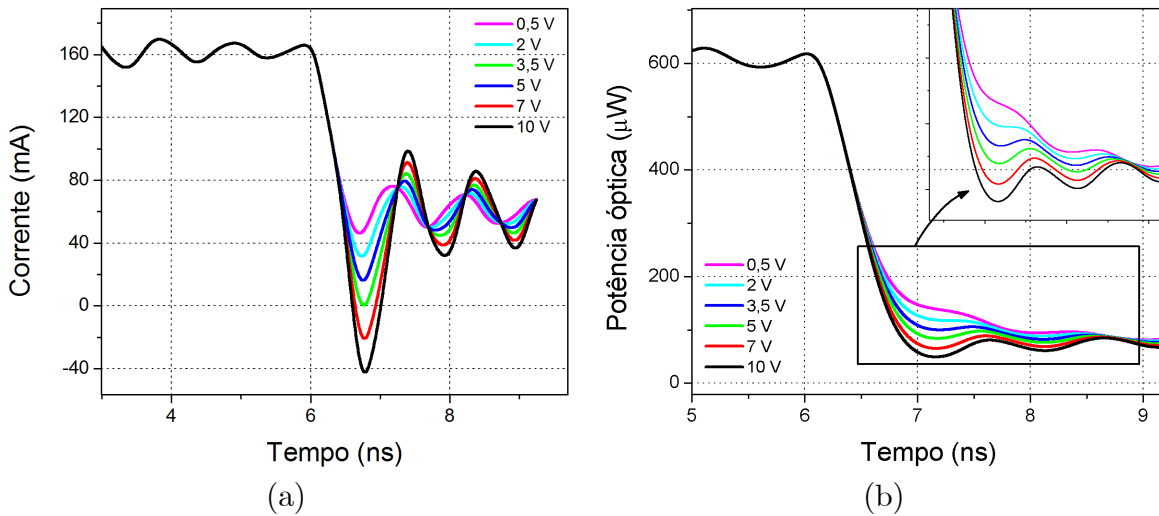


Figura 3.26: Variação da amplitude do pré-impulso para o caso de desligamento da chave para os valores de 0,5, 2, 3,5, 5, 7 e 10 V: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica.

A relação entre a variação de amplitude do pré-impulso e o tempo de descida está ilustrada na Fig. 3.27. Há uma diminuição do tempo de descida com o aumento da amplitude do pré-impulso (sentido negativo), obtendo-se um menor valor em torno de 550 ps. Porém, estes baixos valores de tempo de descida ocorrem juntamente com os maiores valores de *undershoot*. Os valores de *undershoot* obtidos são valores aceitáveis, pois estão na faixa de até 30%. Desta forma, para a faixa de valores simulados, pode-se trabalhar com maiores amplitudes do pré-impulso, sem se preocupar com *undershoot*. A única limitação na prática é não se chegar a valores negativos de corrente de polarização que podem danificar o SOA.

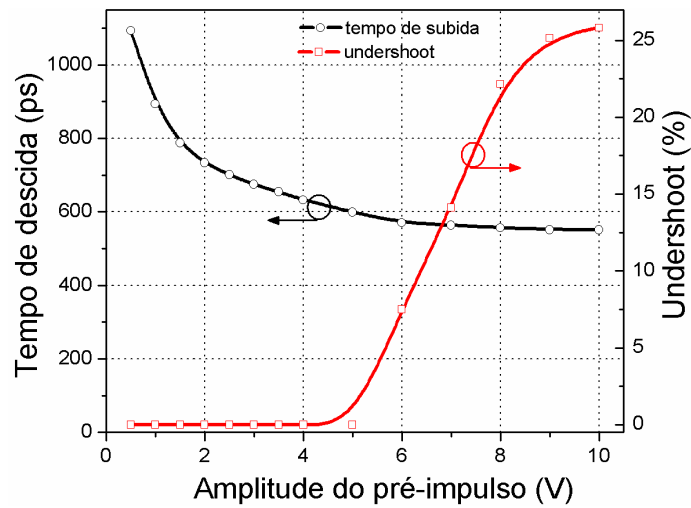


Figura 3.27: Tempo de descida e undershoot da resposta óptica em função da variação de amplitude do pré-impulso.

### Largura

Para estas simulações de variação da largura do pré-impulso, foi considerada a amplitude de 4 V (sentido negativo). Os valores de largura do pré-impulso variaram de 50 a 1000 ps. A Fig. 3.28(a) apresenta os sinais de corrente após o circuito equivalente. O resultado é muito semelhante ao caso do tempo de subida, com a devida analogia. Há um aumento da amplitude do *undershoot*, com aumento da largura do pré-impulso. As flutuações apresentam uma frequência de repetição de 1 GHz, com algumas variações. A Fig. 3.28(b) ilustra as respostas ópticas aos sinais de correntes da Fig. 3.28(a), apresentando uma ampliação da imagem para melhor visualização. Observa-se que as amplitudes das flutuações estão muito atenuadas, só ocorrendo *undershoots* para os casos com maiores valores de largura do pré-impulso, porém com valores muito baixos até 10%, não sendo necessário ilustrá-los. A frequência de repetição das flutuações é mantida a mesma.

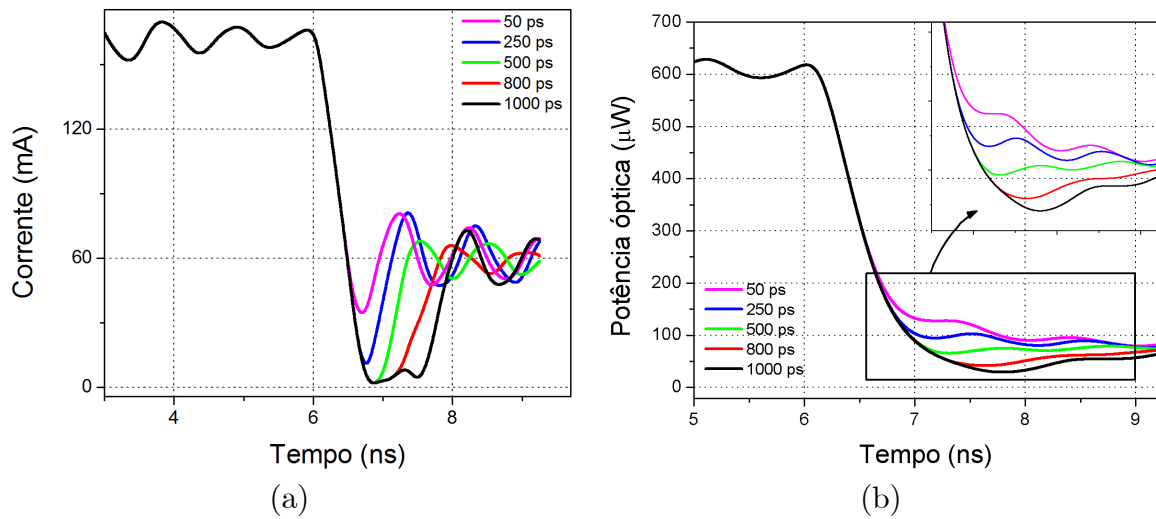


Figura 3.28: Variação da largura do pré-impulso para o caso de desligamento da chave para os valores de 50, 250, 500, 800 e 1000 ps: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica.

O tempo de descida é calculado e apresentado na Fig. 3.29. Observa-se que a variação do tempo de descida é muito pequena, diminuindo até o valor de largura de 400 ps, e aumentando acima deste valor. Desta forma, o melhor valor de largura do pré-impulso para o caso de desligamento da chave é de aproximadamente 400 ps. A Fig. 3.29 apresenta um comportamento diferente da Fig. 3.19 para valores acima de 400 ps. Esta diferença deve estar relacionada ao fato de que no desligamento da chave, o nível médio que representa a chave desligada varia de forma mais pronunciada com cada variação de parâmetros do que no caso de ativação da chave.

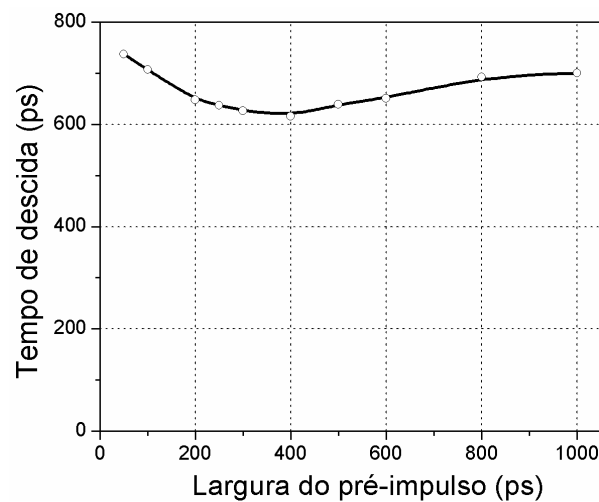


Figura 3.29: Tempo de descida em função da largura do pré-impulso.

## Atraso

Para o estudo do atraso do pré-impulso, foram feitas simulações com amplitude de 4 V e largura de 400 ps. Os valores de atraso simulados foram de 0 a 1000 ps. Os sinais de corrente obtidos após o circuito equivalente estão ilustrados na Fig. 3.30(a). Observa-se o mesmo comportamento para o caso do tempo de ativação da chave, com maiores *undershoots* para menores valores de atraso e com uma flutuação antes do *undershoot* para o caso de 1000 ps. A frequência das flutuações se mantém em 980 MHz com pequenas variações.

A Fig. 3.30(b) apresenta a resposta óptica para os sinais de corrente da Fig. 3.30(a). São observadas pequenas amplitudes para as flutuações que mantêm a mesma frequência da resposta elétrica. Os valores de amplitude dos *undershoots* também são baixos, observando-se menores tempos de descida para menores atrasos. Esses resultados podem ser melhor observados na Fig. 3.31. Há uma diminuição do *undershoot* até 400 ps, havendo, acima deste valor, um aumento do *undershoot* até próximo a 30%. O tempo de descida se mantém em torno de 500 ps até um atraso de 150 ps, aumentando acima deste valor. A diferença nos valores iniciais entre os casos do tempo de subida (Fig. 3.22) e tempo de descida (Fig. 3.31) pode ser explicada pela presença de *undershoots* para os valores iniciais de atraso neste segundo caso.

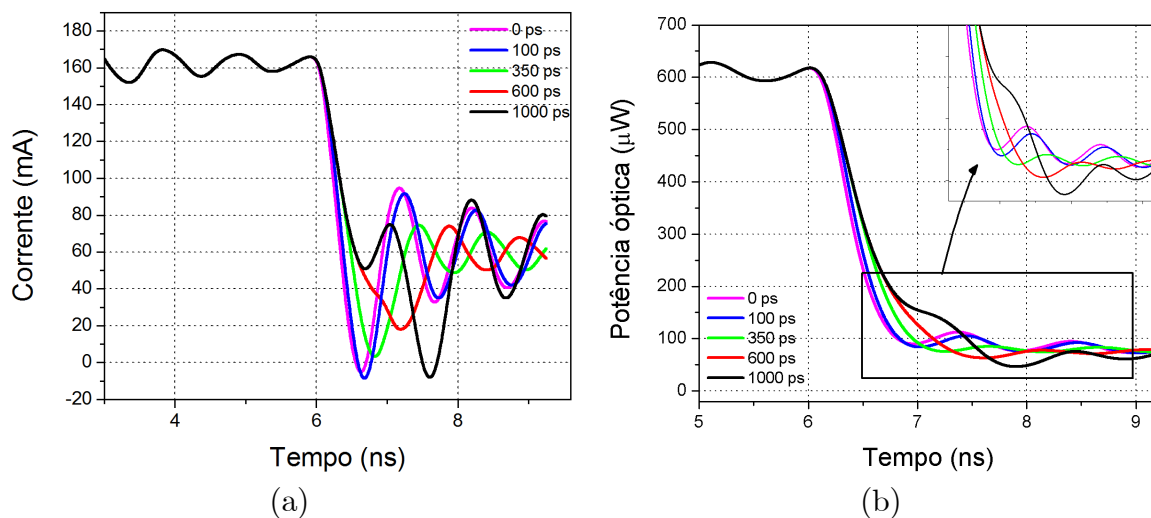


Figura 3.30: Variação do atraso do pré-impulso para o caso de desligamento da chave para os valores de 0, 100, 350, 600 e 1000 ps: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica.

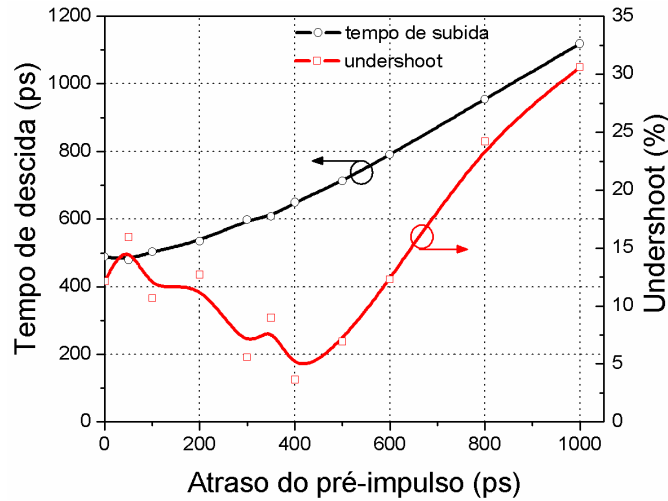


Figura 3.31: Tempo de descida e undershoot em função do atraso do pré-impulso.

### Tempo de descida do pré-impulso

Para o estudo da variação do tempo de descida do pré-impulso, foi utilizado o pré-impulso com 4 V de amplitude no sentido negativo, largura de 400 ps e atraso de 50 ps. Foram realizadas simulações para valores de 10 a 150 ps. Na Fig. 3.32(a), estão apresentados os sinais de corrente, variando-se o tempo de descida. São observadas pequenas variações na amplitude do *undershoot* e das flutuações. A frequência de repetição das flutuações varia de 970 MHz a 1 GHz, mantendo-se estes valores na resposta óptica apresentada na Fig. 3.32(b). Nesta figura, observa-se o mesmo comportamento da resposta elétrica, com pequenas variações na amplitude do *undershoot* e das flutuações com a variação do tempo de descida do pré-impulso, apenas perceptíveis na ampliação da imagem. Nota-se pequena variação no tempo de descida para o desligamento da chave ao variar-se o tempo de descida do pré-impulso.

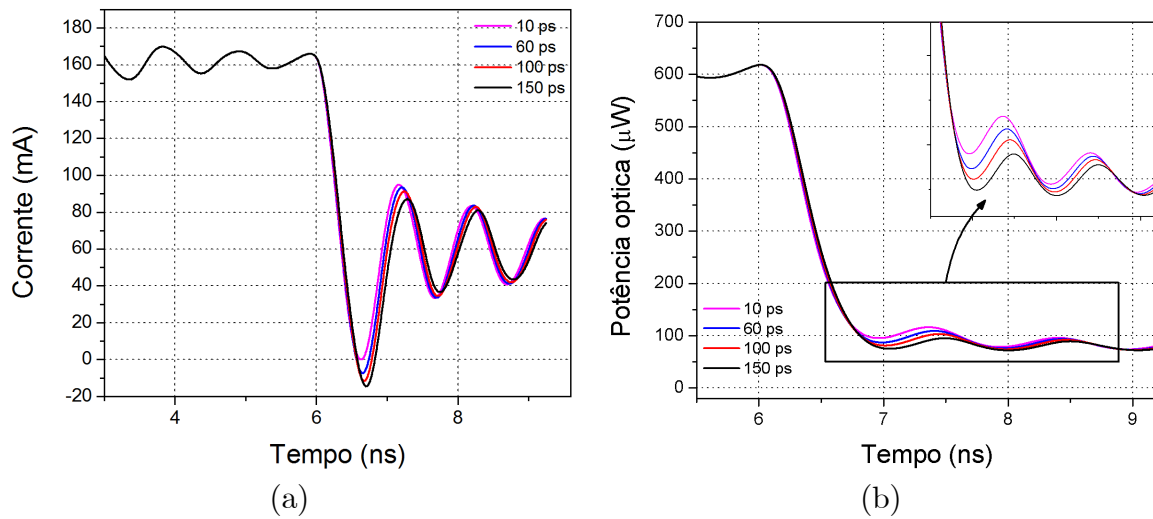


Figura 3.32: Variação do tempo de descida do pré-impulso para o caso de desligamento da chave para os valores de 0, 100, 350, 600 e 1000 ps: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica.

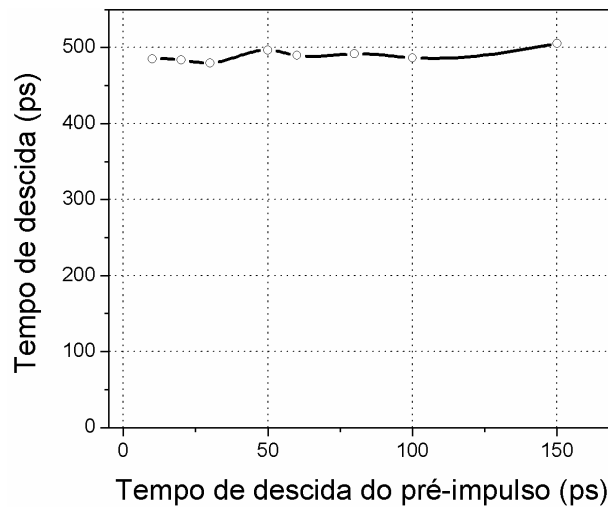


Figura 3.33: Tempo de descida em função do tempo de descida do pré-impulso.

Como não há grandes variações no *undershoot*, este não se encontra exposto na Fig. 3.33, na qual se observa uma pequena variação do tempo de descida da chave ( de 480 a 505 ps). Na faixa de valores estudada nas simulações, tanto para o tempo de subida quanto para o tempo de descida, há pouca variação ao variar-se o tempo de descida (ou subida) do pré-impulso, tornando-se este um parâmetro de pouca influência na melhoria do tempo de chaveamento.

### 3.8 Variação do circuito equivalente

Nesta seção, os componentes do circuito equivalente serão estudados. O significado e o que representam os componentes do circuito equivalente foram apresentados no Capítulo 2 para o caso de lasers. Como o circuito de lasers serviu de base para a obtenção do circuito do SOA, o que foi apresentado no capítulo anterior continua válido. No caso do circuito equivalente aqui estudado, é considerada a montagem experimental como um todo, sendo adicionado o acoplamento ao circuito equivalente. Os valores dos componentes do circuito são modificados visando ao estudo da influência de cada componente no tempo de chaveamento. O circuito completo envolve: o acoplamento, o encapsulamento e o *chip* do SOA. Em todas as simulações, a linha de transmissão é mantida com os mesmos parâmetros da calibração.

Para a análise da influência dos componentes do circuito, os valores dos parâmetros do pré-impulso são considerados os mesmos dos usados para se realizar o ajuste dinâmico dos parâmetros do Z-SOA, amplitude 3,3 V, largura de 450 ps, atraso de 350 ps e tempo de subida de 60 ps. A comparação será ilustrada através dos sinais de corrente após o circuito equivalente e da resposta óptica a estes sinais. Um estudo do comportamento do tempo de subida para diferentes amplitudes será apresentado para cada situação analisada. Na maioria dos casos, as análises serão feitas para o caso de ativação da chave.

#### 3.8.1 Circuito equivalente completo - modificação de vários componentes

Neste caso, o circuito equivalente é mantido completo, apenas variando-se os valores dos componentes. Os componentes aqui variados foram os capacitores e indutores, mantendo os resistores com os mesmos valores da calibração. É válido comentar que observando a Fig. 3.6, nota-se que o conjunto de componentes  $C_a$  e  $L_a$  são em número de 3, um para cada resistor de 47  $\Omega$ . Desta forma, quando mencionadas variações nestes componentes, todos serão modificados para os mesmos valores.

Nos primeiros casos, chamados de circuito reduzido a 50% e a 10%, foram reduzidos para a porcentagem mencionada, os valores de todos os capacitores e indutores presentes no acoplamento e encapsulamento (ver Fig. 3.6). Para o caso de circuito com *chip* reduzido a 50%, apenas os valores dos capacitores e indutores do *chip* foram reduzidos e os demais se mantiveram nos mesmos valores da calibração. A Fig. 3.34(a) ilustra os sinais de corrente após o circuito equivalente para os casos mencionados.

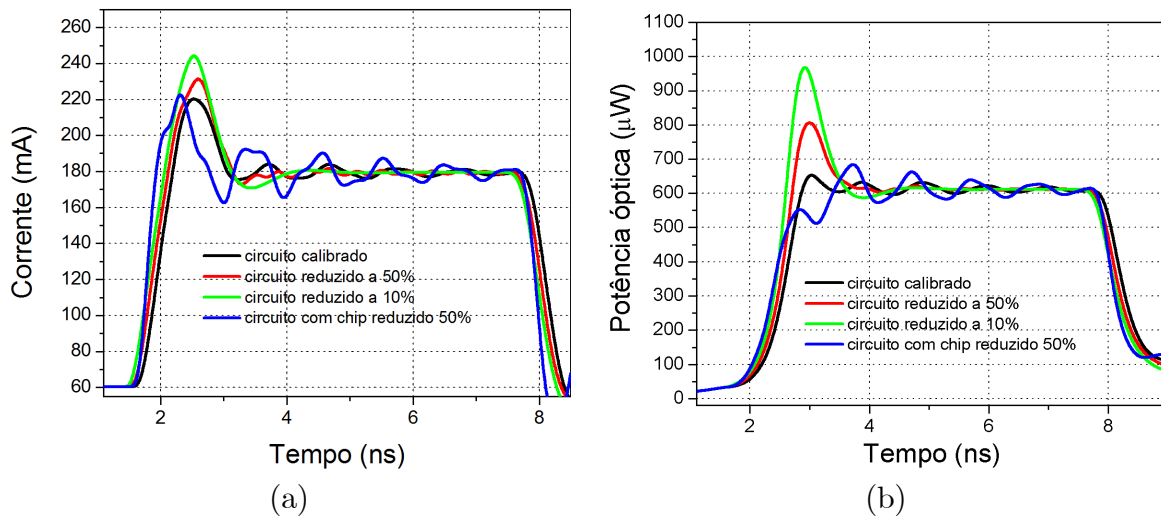


Figura 3.34: Variação de valores dos componentes do circuito equivalente: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica.

O caso "circuito calibrado" utilizado é o caso com os valores obtidos da calibração, sendo utilizado para permitir uma melhor comparação. Observa-se que ao reduzir os valores dos capacitores e indutores do acoplamento e encapsulamento para 50%, há um aumento do *overshoot*, porém, menores amplitudes das flutuações. Para o caso de redução a 10% praticamente não há flutuações. Já para o caso em que apenas os capacitores e indutores do *chip* do SOA são reduzidos a 50%, há a presença de flutuações semelhantes ao caso do "circuito calibrado", com pequenas deformações. A partir destes resultados, pode-se concluir que as flutuações presentes no caso do circuito completo e calibrado são quase que totalmente influenciadas pelos capacitores e indutores presentes no acoplamento e encapsulamento, já que a redução dos valores destes foi capaz de reduzir a amplitude das flutuações, praticamente anulando-as. Já os capacitores e indutores do *chip* estão pouco relacionados a estas flutuações, já que a diminuição de seus valores somente provocou uma distorção no formato das flutuações. Isto ainda é comprovado pelo fato de que a frequência de repetição das flutuações para o caso do "circuito calibrado" e de variação somente no *chip* apresentam valores bem próximos, sendo 970 e 980 MHz, respectivamente. Há um aumento na frequência de repetição para o caso de redução dos valores dos capacitores e indutores do acoplamento e encapsulamento a 50%, para o valor de 2,5 GHz, comprovando a influência desses componentes. Já para o caso de redução a 10%, não foi possível visualizar as flutuações para se realizar o cálculo da frequência.

Ainda com relação aos sinais de corrente, observa-se uma diminuição no tempo de subida com a diminuição dos valores dos capacitores e indutores do acoplamento e encapsulamento. Ao diminuírem-se os valores destes componentes, há uma redução no tempo de resposta



dos capacitores, permitindo um tempo mais rápido de subida. Esta influência da resposta dos capacitores é comprovada pelo fato de ao se diminuir os valores de 50% para 10%, há também uma diminuição no tempo de subida. A redução dos capacitores e indutores do *chip* provocou uma maior diminuição no tempo de subida, demonstrando maior influência desses componentes no tempo de subida.

As respostas ópticas apresentadas na Fig. 3.34(b) apresentam comportamento semelhante aos observados nos sinais de corrente. O comportamento das flutuações é o mesmo, bem como as frequências de repetição. A principal diferença está presente no *overshoot*, bem mais pronunciado do que nos sinais de corrente. Para o caso de redução dos componentes do *chip*, observa-se a ausência de *overshoot*, apresentando uma flutuação inicial com menor amplitude. Esta flutuação inicial antes de se atingir o nível superior médio é o que provoca um maior tempo de subida para este caso ao se variar a amplitude do pré-impulso, como pode ser observado na Fig. 3.35(a). Até próximo a 4 V de amplitude do pré-impulso, o caso de redução a 10% apresenta os menores valores de tempo de subida, mas para valores acima de 4 V, a diferença entre os diferentes casos comparados é muito pequena, tendendo para um valor próximo a 400 ps.

Na Fig. 3.35(b), observa-se que esse menor tempo de subida do caso de redução a 10% também é acompanhado de maiores valores de *overshoot*. Considerando os altos valores de amplitude do pré-impulso nos quais se obtém os menores valores de tempo de subida, são observados grandes valores de *overshoots*, capazes de prejudicar a recepção do sinal. Como visto anteriormente, mais uma vez está presente o compromisso entre o tempo de subida e o *overshoot*.

Dos resultados apresentados, comparando-se com o caso do "circuito calibrado", pode-se concluir que a diminuição dos valores dos capacitores e indutores presentes no acoplamento e encapsulamento causa uma maior diminuição nas flutuações, porém maiores *overshoots*, diminuindo o tempo de subida. Já ao se reduzir os valores dos componentes apenas do *chip*, consegue-se menores valores para o tempo de subida a partir de 4 V de amplitude do pré-impulso. Estes resultados podem ser importantes para futuros trabalhos de otimização de chaveamento.

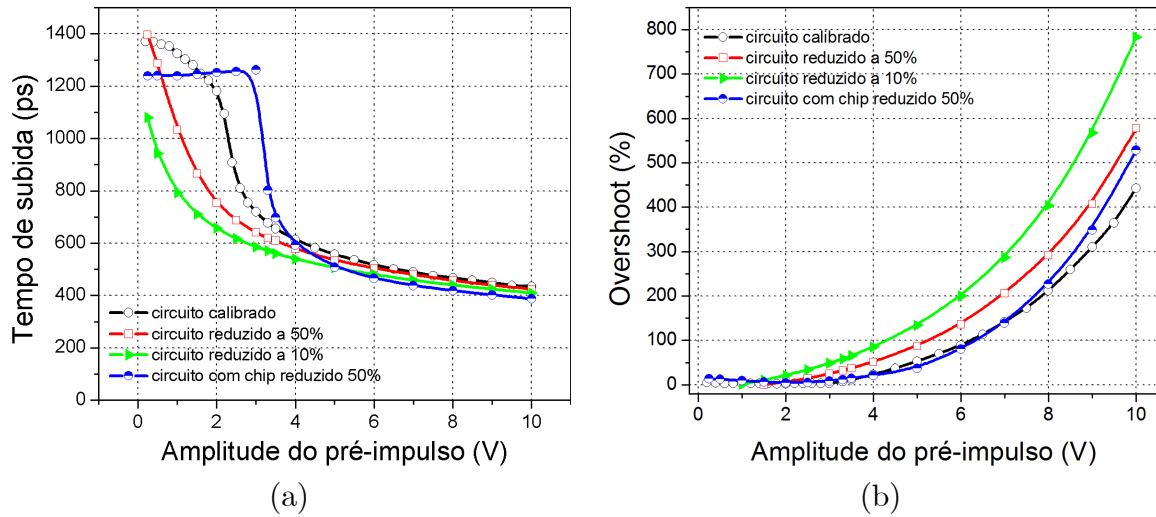


Figura 3.35: (a) Tempo de subida e (b) overshoot em função da amplitude do pré-impulso para diferentes variações nos componentes do circuito equivalente.

### 3.8.2 Circuito equivalente completo - modificação de um único componente

Nesta subseção, são analisados os capacitores e indutores presentes no acoplamento e encapsulamento, representados na Fig. 3.6 por  $C_a$ ,  $L_a$ ,  $C_b$ ,  $L_b$  (acoplamento)  $C_p$  e  $L_p$  (encapsulamento). Em cada caso, o valor de um destes componentes foi reduzido a 50%, mantendo os demais elementos do circuito com os valores obtidos da calibração. Os sinais de corrente obtidos estão ilustrados na Fig. 3.36(a). Para uma melhor comparação, também foi apresentado o sinal de corrente obtido com o circuito equivalente com os valores dos componentes da calibração. Observa-se pequenas variações no *overshoot*, obtendo-se maiores amplitudes de *overshoot* para as reduções a 50% dos indutores, principalmente o  $L_b$ , seguido do  $L_a$  e do  $L_p$ .

A variação nos capacitores tem pouca influência no *overshoot*. As flutuações apresentam pequenas amplitudes, sendo melhor visualizadas no realce à direita. Os casos de  $C_a$ ,  $L_a$ ,  $C_p$  e  $L_p$  apresentam frequências de repetição de aproximadamente 1 GHz. Os casos das variações no  $C_b$  e  $L_b$  apresentam distorções de amplitude e uma frequência de repetição das flutuações mais elevada de aproximadamente de 2,3 GHz. Observa-se que independente de se variar  $C_b$  ou  $L_b$  separadamente, a frequência de repetição é a mesma, estando relacionada a constante de tempo dada por  $\frac{1}{\sqrt{L_b C_b}}$  (circuito *RLC*). Isso ajuda a comprovar que estas flutuações estão associadas às ressonâncias causadas pelos capacitores e indutores, sendo a ressonância causada pelo acoplamento representado por  $C_b$  e  $L_b$ , a principal influência. O tempo de subida apresenta pequenas variações, estando as maiores variações associadas à

redução dos valores dos indutores, principalmente o  $L_b$ .

As respostas ópticas estão apresentadas na Fig. 3.36(b), observando-se comportamento semelhante aos sinais de corrente de polarização. As flutuações apresentam pequenos valores de amplitude e os mesmos valores de frequência de repetição dos respectivos sinais de corrente de polarização. A principal diferença é a amplitude do *overshoot* mais pronunciada, apresentando maior valor para o caso de diminuição de  $L_b$ .

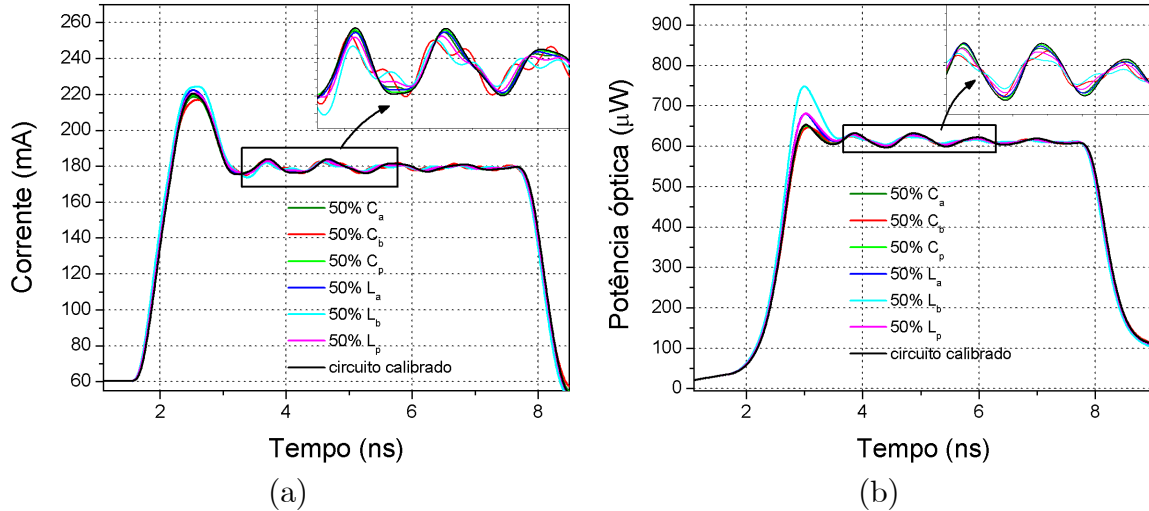


Figura 3.36: Variação de valores dos componentes do circuito equivalente: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica.

Partindo da relação do *overshoot* com o tempo de subida, o caso de variação de  $L_b$  também apresenta os menores valores de tempo de subida, como pode ser observado na Fig. 3.37(a). Nesta figura, observa-se um tempo de subida menor para o caso de  $L_b$  para valores de amplitude do pré-impulso inferiores a 3,5 V. Acima deste valor, observa-se um comportamento muito semelhante para os casos estudados nesta subseção, com um tempo de subida tendendo para 400 ps para o caso de maior amplitude do pré-impulso. Na melhor visualização apresentada na figura, para os casos de maiores valores de amplitude do pré-impulso, observa-se menores tempo de subida quando se varia os valores dos indutores. Com relação ao *overshoot*, pode-se observar maiores amplitudes de *overshoot* ao se reduzirem os valores dos indutores, sendo o maior valor de *overshoot* para o caso de variação no  $L_b$ . O comportamento dos demais casos é bem semelhante como pode ser observado por meio das curvas da Fig. 3.37(b). Há de se ressaltar que para os menores valores de tempo de subida obtidos, o *overshoot* apresenta valores muito elevados, que podem prejudicar a recepção do sinal. Desta maneira, se considerarmos 30% de *overshoot* como um valor aceitável, o tempo de subida fica limitado aos valores obtidos para os casos de amplitude do pré-impulso inferior a 4 V.

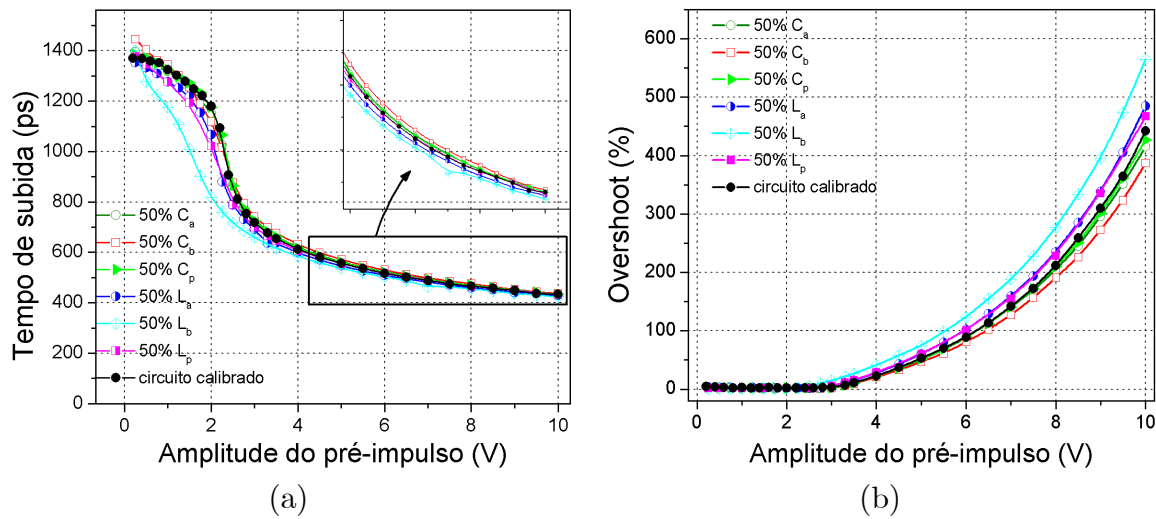


Figura 3.37: (a) Tempo de subida e (b) overshoot em função da amplitude do pré-impulso para diferentes valores dos capacitores e indutores presentes no acoplamento e no encapsulamento.

### 3.8.3 Partes integrantes do circuito equivalente

Nesta subseção, são apresentadas simulações realizadas considerando-se apenas algumas partes integrantes do circuito equivalente (ver Fig. 3.2). São analisados: o circuito completo para servir de parâmetro de comparação; o circuito com apenas o *chip* do SOA; com apenas o *chip* do SOA com os valores dos capacitores e indutores reduzidos a 50%; o *chip* do SOA e o encapsulamento; e por último, o *chip* do SOA mais o acoplamento, desconsiderando o encapsulamento. Em todos os casos mencionados, a linha de transmissão foi considerada.

Os sinais de corrente obtidos após o circuito equivalente estão apresentados na Fig. 3.38(a). Com relação ao *overshoot*, observa-se um pequeno aumento na amplitude deste, ao se desconsiderar somente o encapsulamento do circuito. Retirando apenas o acoplamento, o aumento na amplitude já é mais considerável. Os maiores valores de amplitude ocorrem para os casos em que somente o *chip* é considerado. O tempo de subida acompanha este comportamento. Os casos em que somente o *chip* é considerado, com redução ou não a 50%, apresentam praticamente nenhuma flutuação como podem ser observados no realce apresentado à direita da Fig. 3.38(a). Nestes casos, é possível visualizar-se apenas o primeiro mínimo de flutuação e o valor máximo seguinte. Considerando apenas essas duas flutuações, obtém-se uma frequência de repetição de 940 MHz para o caso de se considerar somente o *chip* reduzido a 50% e 620 MHz para o caso de somente o *chip*.

Para o caso em que se considera o *chip* e o encapsulamento, a amplitude das flutuações também é menos pronunciada, apresentando uma frequência de 700 MHz. Já para o caso que se considera o *chip* e o acoplamento, há flutuações com maiores amplitudes, porém com

deformações. Considerando cada pequena flutuação, obtém-se uma frequência de repetição para este caso de 2,3 GHz. Nota-se que as flutuações com maiores amplitudes são para o caso do circuito completo com frequência de 970 MHz. Esses resultados comprovam a influência dos capacitores e indutores parasitas presentes no encapsulamento e principalmente no acoplamento. A presença destes componentes diminui a amplitude do *overshoot* e causa flutuações bem mais pronunciadas, sendo a frequência de repetição dependente dos seus valores. Também se observa que ao se considerar apenas o *chip*, o indutor e capacitores presentes têm influência no *overshoot* e no tempo de subida, já que reduzindo os valores desses componentes a 50%, houve diminuição do *overshoot* e do tempo de subida, para este caso de amplitude do pré-impulso de 3,3 V.

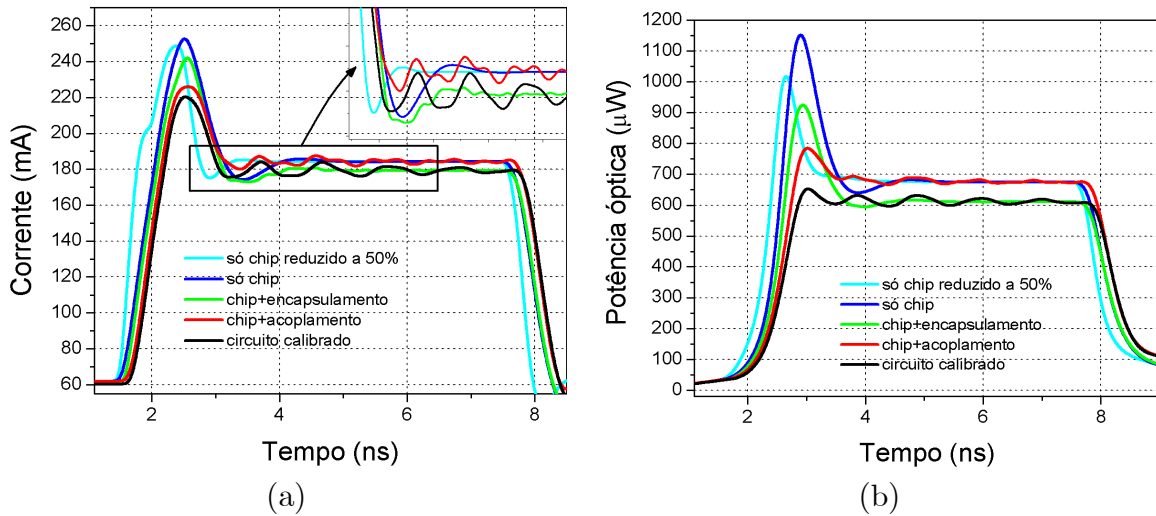


Figura 3.38: Variação das partes integrantes do circuito equivalente: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica.

Nas respostas ópticas observadas na Fig. 3.38(b), o comportamento dos sinais de corrente é reproduzido. As flutuações mantêm suas frequências com pequenas variações, porém apresentam amplitudes mais atenuadas. A melhora no tempo de subida para os casos em que somente o *chip* é considerado pode ser mais bem observada na Fig. 3.39(a), podendo ser notado o tempo de subida em função da amplitude do pré-impulso. O caso em que se considera somente o *chip* do SOA, apresenta valores de tempo de subida bem inferiores aos demais, nos casos de pequena amplitude do pré-impulso. Para valores maiores de amplitude, os diferentes casos se assemelham, tendendo para um valor próximo a 400 ps. Porém, o caso em que se considera somente o *chip* reduzido a 50% apresenta um valor um pouco inferior de tempo de subida de 370 ps, sendo este o menor valor.

Mais uma vez o compromisso entre menor tempo de subida e maior *overshoot* é observado na Fig. 3.39(b). Nota-se que os casos de menor tempo de subida, aqueles em que se

considera somente o *chip*, apresentam valores muito elevados de *overshoot*. Desta forma, esta relação tempo de subida - *overshoot*, mais uma vez limita os baixos tempo de subida apresentados. Estes resultados podem ser importantes para o projeto de *chips* de SOA visando ao chaveamento eletro-óptico.

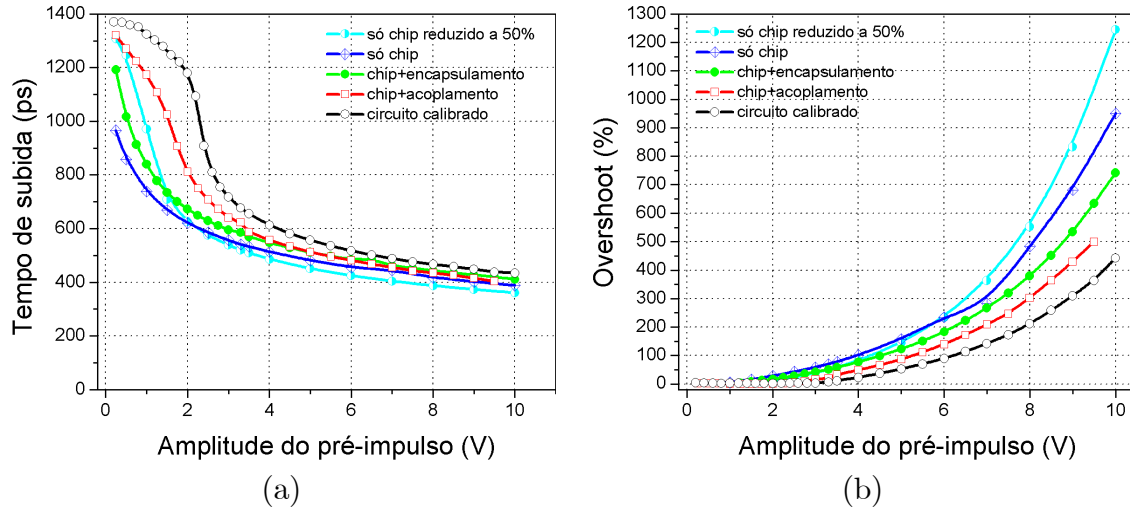


Figura 3.39: (a) Tempo de subida e (b) overshoot em função da amplitude do pré-impulso, considerando diferentes partes integrantes do circuito equivalente.

### 3.8.4 Capacitores do *chip* do SOA

Como observado nas subseções anteriores, os capacitores e indutores presentes no acoplamento e encapsulamento exercem forte influência no *overshoot*, nas flutuações e no tempo de subida. Nas análises das simulações para o caso das partes integrantes do circuito equivalente, foi possível observar o caso em que o acoplamento e o encapsulamento são desconsiderados, restando apenas o *chip* do SOA. Com a retirada do acoplamento e encapsulamento, ocorreu um aumento na amplitude do *overshoot* e uma diminuição no tempo de subida e na amplitude das flutuações (com relação a resposta elétrica). Isso ocorre devido à resposta dos capacitores e indutores, que quando estão presentes, armazenam cargas (elétrons) diminuindo o *overshoot* e aumentando a amplitude das flutuações. Além do armazenamento de cargas, os capacitores e indutores apresentam um tempo de resposta próprio, o que torna o tempo de subida mais lento.

Desta forma, na busca por menores tempos de subida é interessante que se possa evitar o aparecimento do efeito destes componentes, trabalhando-se diretamente com o *chip* do SOA. Assim, nesta subseção são apresentadas simulações em que se consideram apenas a linha de transmissão e o *chip* do SOA. Os diferentes casos são estudados variando-se os valores dos capacitores  $C_{sc}$  e  $C_d$ , mantendo-se os valores do indutor, dos demais resistores e do capacitor

$C_s$ . Os capacitores  $C_{sc}$  e  $C_d$ , conforme explicitados no Capítulo 2, são intrínsecos ao *chip* do SOA, representando capacitor de carga espacial e capacitor de difusão.

Os sinais de corrente após a simulação no circuito equivalente estão ilustrados na Fig. 3.40(a). O caso de 100% dos valores de  $C_{sc}$  e  $C_d$  é o caso com os valores obtidos da calibração. Nota-se um aumento do *overshoot* com a diminuição dos valores dos capacitores, o mesmo ocorrendo com a amplitude das flutuações, que praticamente só podem ser visualizadas uma vez, logo após o *overshoot*. Devido à ausência de outros capacitores e indutores, a frequência de repetição das flutuações apresentadas obedecem à Eq. 2.28 que está relacionada à frequência de oscilação de relaxação presentes em laser, que também podem ocorrer em SOAs, porém devido a efeitos físicos diferentes. Este tema já foi abordado na subseção 2.1.2 do Capítulo 2, porém a associação das oscilações de relaxação com o SOA e com as simulações realizadas nesta tese, será abordada na seção de flutuações. Desta forma, pela frequência de repetição seguir a equação mencionada, para cada variação dos valores de  $C_{sc}$  e  $C_d$  foram obtidas diferentes frequências: para os casos de 25%, 50%, 100% e 200%, foram obtidas frequências de 1,21 GHz, 870 MHz, 620 MHz e 410 MHz, respectivamente. Esses valores são bem próximos dos valores obtidos por meio da equação.

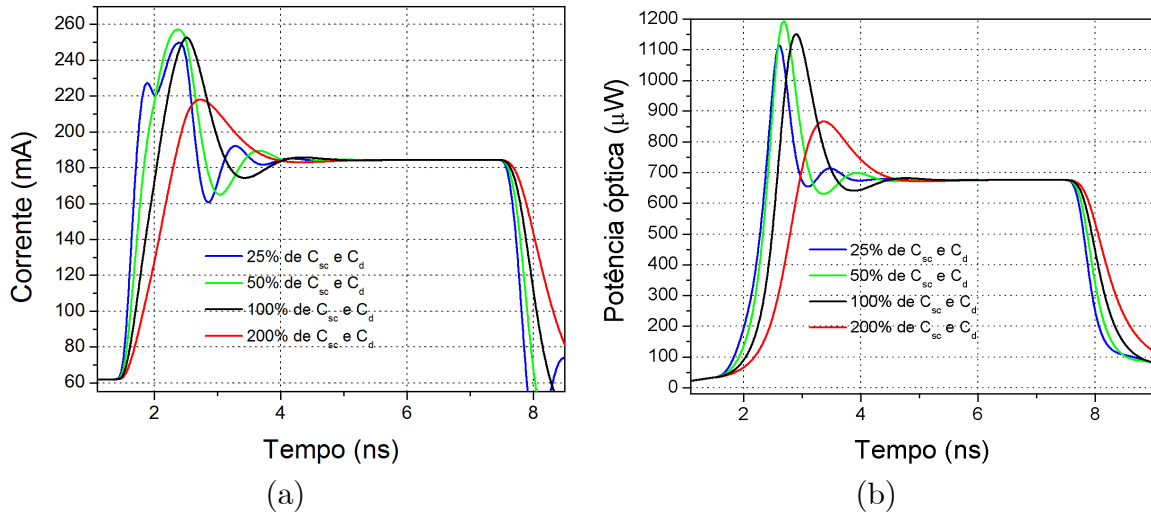


Figura 3.40: Variação dos capacitores do chip do SOA: (a) sinais de corrente após o circuito equivalente; (b) resposta óptica.

Com relação ao tempo de subida, nota-se a diminuição deste com a redução dos valores dos capacitores. Nas respostas ópticas, observadas na Fig. 3.40(b), o comportamento dos sinais de corrente é mantido. A principal modificação presente em quase todas as respostas ópticas é a maior amplitude dos *overshoots* e menor amplitude das flutuações. A redução do tempo de subida com a diminuição dos valores dos capacitores é bem mais pronunciada.

Neste caso, nota-se bem a redução do *turn-on delay*, observando que a resposta óptica começa mais cedo para os casos de capacitores com menores valores.

Foram realizadas simulações para esses casos, variando-se a amplitude do pré-impulso e calculando-se o tempo de subida e *overshoot*. Os resultados estão apresentados na Fig. 3.41(a) e (b). Observa-se que a duplicação dos valores dos capacitores levou a tempos de subida mais altos e menores *overshoots*. Já a redução, levou a uma diminuição no tempo de subida, porém com valores muito altos de *overshoots*. A diferença entre os casos de redução a 50% e 25% é muito pequena, demonstrando que uma maior redução nos valores dos capacitores não irá causar grandes modificações.

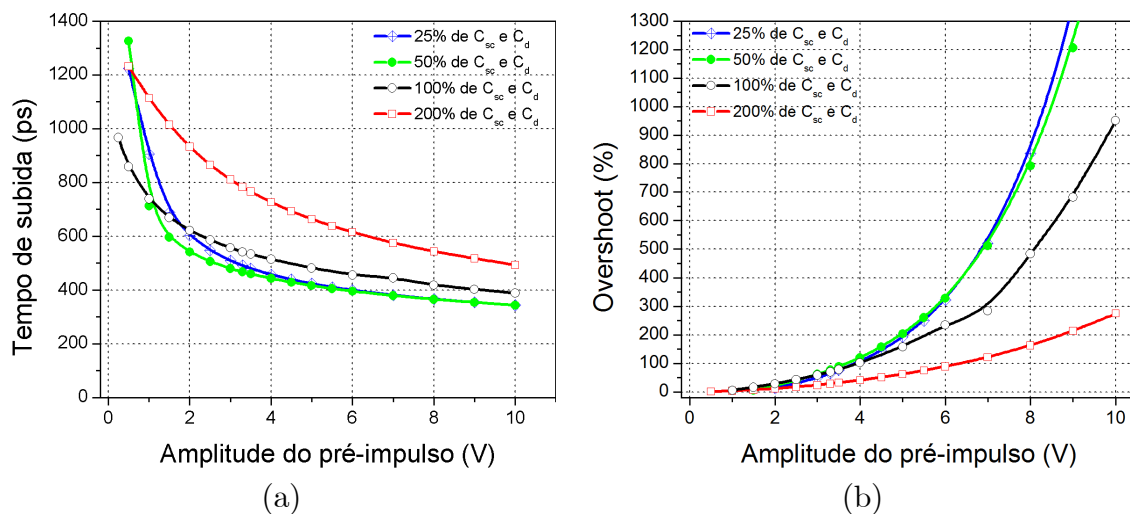


Figura 3.41: (a) Tempo de subida e (b) overshoot em função da amplitude do pré-impulso, considerando diferentes valores dos capacitores presentes no chip do SOA.

Caso haja uma forma de se evitar o *overshoot* ou um dispositivo capaz de extraí-lo ou reduzi-lo, pode-se, considerando apenas o *chip* do SOA e reduzindo os valores dos capacitores  $C_{sc}$  e  $C_d$ , obter tempos de chaveamento de até 340 ps. É importante notar que o Z-SOA tende a exagerar os valores de *overshoot*, pois não considera efeitos térmicos e de queima espectral de lacunas. Desta forma, a redução dos capacitores  $C_{sc}$  e  $C_d$  deve ser buscada no projeto de SOAs para chaveamento eletro-óptico.

Ao se considerar apenas o *chip* do SOA, as flutuações foram atenuadas e menores tempos de subida foram obtidos. Desta forma, este caso de simulação apresenta um dos melhores resultados. Assim, a partir deste caso, foram feitas simulações semelhantes às realizadas para o circuito completo, visando à obtenção dos melhores parâmetros do pré-impulso. O comportamento dos sinais de corrente e das respostas ópticas para os casos de variação de largura, atraso e tempo de subida do pré-impulso para o caso em que se considera somente o *chip* do SOA se assemelham muito aos obtidos nos casos do circuito completo, com as



diferenças já comentadas de atenuação das flutuações, maiores *overshoots* e menores tempos de subida.

Desta forma, as respostas elétrica e óptica não serão apresentadas, sendo ilustrados apenas o tempo de subida e *overshoot* em função da variação dos parâmetros. O estudo da amplitude do pré-impulso já foi apresentado na Fig. 3.41(a) e (b). O estudo da largura do pré-impulso está ilustrado na Fig. 3.42(a) e (b) para uma amplitude de 3,3 V.

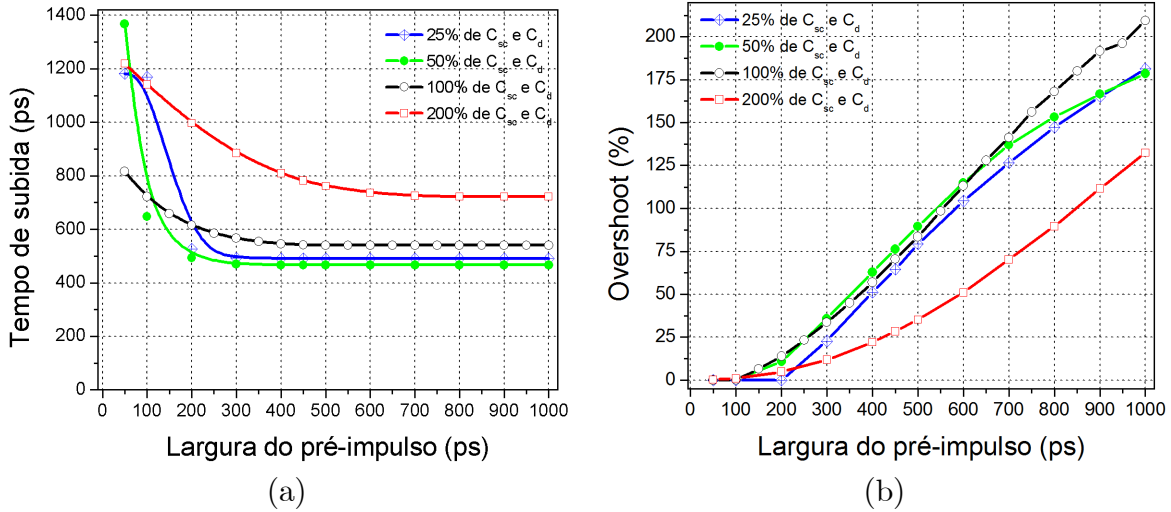


Figura 3.42: (a) Tempo de subida e (b) overshoot em função da largura do pré-impulso, considerando diferentes valores dos capacitores presentes no chip do SOA.

Observa-se no tempo de subida o mesmo comportamento do caso do circuito completo, no qual acima de um determinado valor da largura do pré-impulso o tempo de subida não varia. O melhor valor de tempo de subida foi para o caso de redução a 50% dos capacitores com um valor de 460 ps. O *overshoot* aumenta com a largura do pré-impulso. Desta forma, o melhor valor de largura é de 200 ps, no qual se tem os menores valores de tempo de subida e *overshoot*.

O estudo do atraso está ilustrado na Fig. 3.43(a) e (b). Para essas simulações foi considerado o pré-impulso com amplitude de 3,3 V e largura de 450 ps. O tempo de subida e *overshoot* aumentam com o aumento do atraso do pré-impulso. Foi obtido o menor valor de tempo de subida de 310 ps para o caso de redução a 25% dos valores dos capacitores  $C_{sc}$  e  $C_d$  e atraso de 50 ps. Este caso apresenta um *overshoot* um pouco superior a 20%. Observa-se que o caso em que é duplicado o valor dos capacitores, o tempo de subida é muito elevado e com pequena variação, porém apresenta os menores valores de *overshoot*. A diferença entre as simulações dos casos de redução a 25% e 50% são pequenas (para o estudo do tempo de subida). Desta forma, uma redução maior nos valores dos capacitores não irá propiciar uma

redução considerável no tempo de subida. O valor ideal de atraso observado seria próximo a 50 ps.

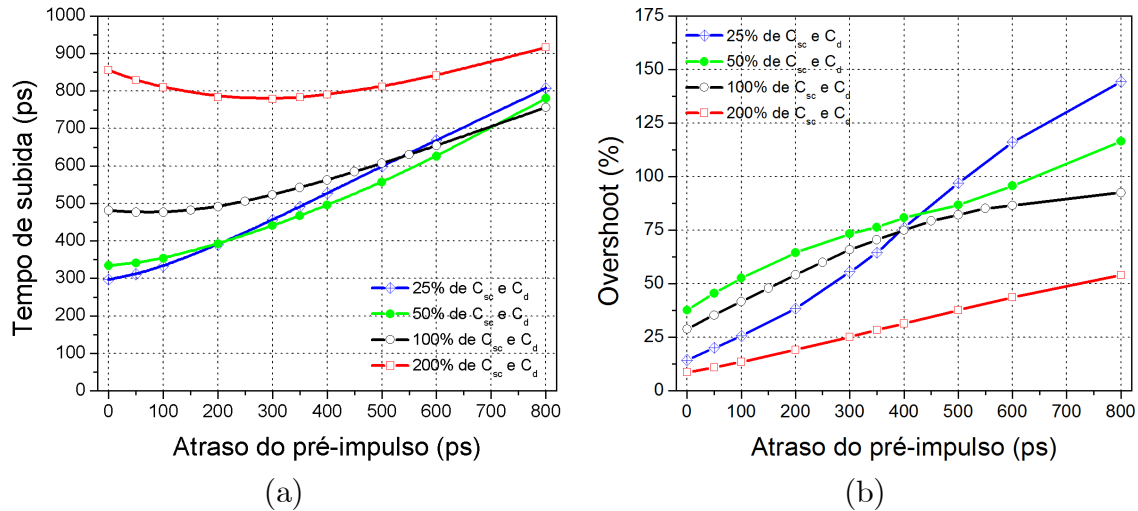


Figura 3.43: (a) Tempo de subida e (b) overshoot em função do atraso do pré-impulso, considerando diferentes valores dos capacitores presentes no chip do SOA.

Como conclusão, o projeto de fabricação de *chips* de SOAs para chaveamento eletro-óptico deveria almejar a redução entre 25% a 50% nos valores dos capacitores  $C_{sc}$  e  $C_d$ , ou seja,  $50 < C_{sc} < 100$  pF e  $100 < C_d < 200$  pF.

Como foi verificado no estudo do caso do circuito completo, as variações no tempo de subida proporcionadas pela variação do tempo de subida do pré-impulso são muito pequenas, quase inexistentes. Desta forma, não serão aqui apresentadas para o caso de se considerar somente o *chip* do SOA.

### 3.8.5 Capacitores do *chip* do SOA - tempo de desligamento da chave

A retirada dos componentes presentes no acoplamento e encapsulamento permitiu a obtenção de melhores resultados no tempo de subida para o caso de ativação da chave. Como esse estudo, considerando-se apenas o *chip* do SOA, demonstrou ser de muito interesse, nesta subseção, são apresentadas simulações deste caso para o desligamento da chave. São analisados os mesmos casos da subseção anterior, considerando-se apenas o *chip* do SOA, com os valores dos componentes iguais ao da calibração e variando-se os valores dos capacitores  $C_{sc}$  e  $C_d$  a 25%, 50% e 200% dos seus valores de calibração.

A comparação entre os sinais de corrente e as respostas ópticas para o tempo de subida e descida, já foi realizada na seção 3.7. Desta forma, serão apresentados apenas os resul-

tados de tempo de descida em função da variação da amplitude (sentido negativo), largura e atraso do pré-impulso. A variação do tempo de descida do pré-impulso causa pequenas variações no tempo de descida da chave, não sendo aqui apresentado. Da mesma forma, o *undershoot*, devido à sua pequena variação, não será apresentado, embora tenha sido calculado, apresentando comportamento semelhante ao da simulação, considerando o circuito completo e calibrado, com um acréscimo devido à desconsideração dos capacitores e indutores do acoplamento e encapsulamento.

A Fig. 3.44 apresenta as simulações para o caso de variação da amplitude do pré-impulso. Os valores do pulso da Fig. 3.9(a) foram mantidos para os demais parâmetros do pré-impulso.

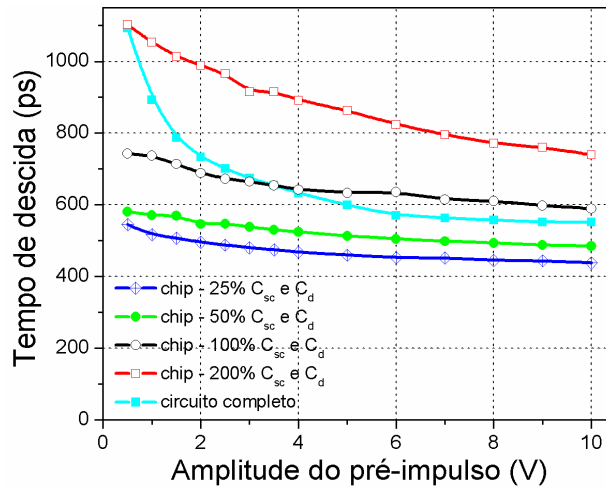


Figura 3.44: Tempo de descida da resposta óptica em função da amplitude do pré-impulso.

Na Fig. 3.44, foi ilustrado o caso do circuito completo para permitir uma melhor comparação. O comportamento é semelhante ao tempo de subida, obtendo menores valores de tempo de descida para o caso de redução dos capacitores  $C_{sc}$  e  $C_d$  a 25%. Para maior amplitude do pré-impulso, obteve-se um valor de tempo de descida de 430 ps. A principal diferença em relação ao tempo de subida é a menor variação nos valores do tempo de descida com o aumento da amplitude do pré-impulso. Outra diferença é que aumentando a amplitude, os diferentes casos não tendem ao mesmo valor.

A Fig. 3.45(a) apresenta a variação do tempo de descida em função da largura do pré-impulso. Para esta simulação, considerou-se a amplitude do pré-impulso de 4 V. O caso de redução dos valores dos capacitores a 25% apresenta os menores valores de tempo de descida, sendo o menor valor de 450 ps. A partir de 400 ps de largura, observa-se um aumento do tempo de descida com o aumento da largura do pré-impulso. Na Fig. 3.45(b), observa-se a variação do tempo de descida com a variação do atraso do pré-impulso. Para estas simulações,

foi utilizado pré-impulso com amplitude de 4 V e largura de 250 ps. Observam-se menores tempos de descida para menores valores de atraso, obtendo, novamente, menores valores para o caso de redução dos valores dos capacitores a 25%. O menor valor obtido foi de 310 ps. Desta maneira, observa-se um comportamento semelhante ao caso de ativação da chave, no qual a redução dos valores dos capacitores  $C_{sc}$  e  $C_d$  diminui o tempo de descida.

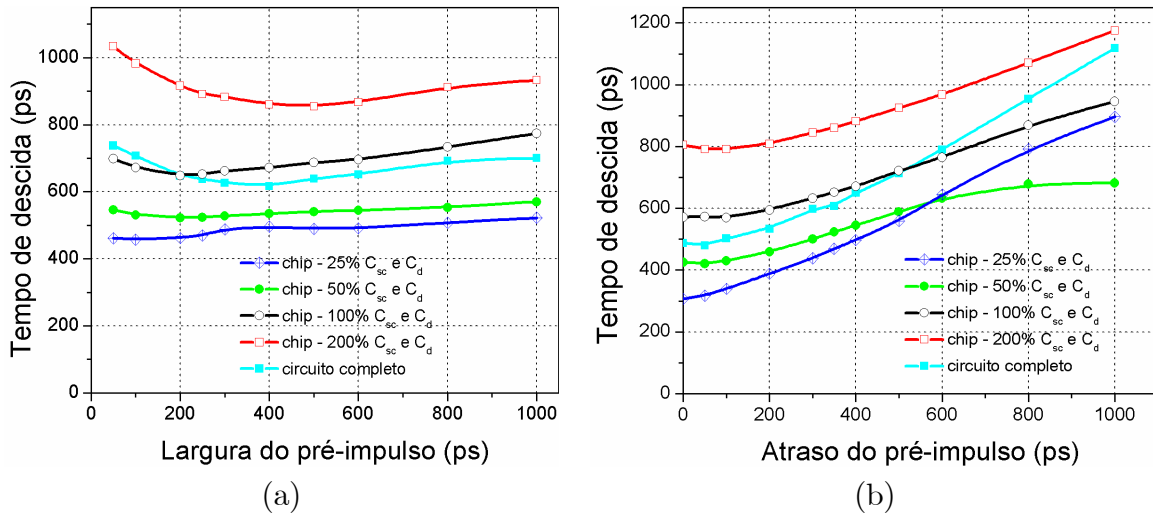


Figura 3.45: Tempo de descida para diferentes valores dos capacitores presentes no chip do SOA em função: (a) da largura do pré-impulso; (b) do atraso do pré-impulso.

### 3.8.6 Modificações possíveis na prática

Durante as simulações, alguns resistores não foram modificados para manter o casamento de impedância em  $50 \Omega$ . Já os valores de outros resistores foram mantidos por não alterarem o comportamento das simulações, apenas os valores de corrente. Assim, estes componentes não serão aqui comentados, tendo sido apresentados no Capítulo 2.

Foi comprovado que os capacitores e indutores parasitas presentes no acoplamento e encapsulamento são obstáculos à redução do tempo de chaveamento. Assim, caso se consiga diminuir os valores destes componentes do circuito, pode-se obter menores tempos de subida. Os capacitores e indutores do acoplamento estão associados à montagem. Desta forma, modificações na montagem podem reduzir os valores desses componentes. O encapsulamento é uma proteção mecânica do *chip* e também está relacionado ao acoplamento da luz. O capacitor  $C_p$  e o indutor  $L_p$  estão associados ao terminal de polarização, sendo que este último representa um fio de ligação. O efeito do indutor pode ser diminuído utilizando-se pequenos fios e/ou fitas. O capacitor  $C_p$ , em alguns casos, está associado ao contato de cerâmica. Uma forma de eliminar  $L_p$  e  $C_p$  é integrando o SOA monoliticamente com o circuito

de alimentação. Outra forma de se reduzir os efeitos dos capacitores e indutores presentes no acoplamento e encapsulamento é realizar modificações no substrato [117].

Conseguindo eliminar os capacitores e indutores presentes no acoplamento e encapsulamento, é necessário reduzir os valores dos capacitores e indutores presentes no *chip* do SOA. O capacitor  $C_s$  é um capacitor parasita associado ao material semiconductor da região ativa do *chip*. Nas simulações realizadas, este capacitor não teve muita influência no tempo de subida, mas caso se deseje reduzir o seu valor é necessária a redução da área de contato da junção *pn*. Os capacitores que demonstraram maior influência no tempo de subida e por isso, foram estudados mais detalhadamente foram  $C_{sc}$  e  $C_d$ . O capacitor de difusão da junção  $C_d$  está associado às cargas presentes na junção. Pode-se reduzir seus valores por meio de alto nível de dopagem [52]. O capacitor de carga espacial  $C_{sc}$  é relativo ao armazenamento de cargas (portadores). Este capacitor afeta a variação na densidade de portadores, podendo causar atrasos no acúmulo desses portadores, aumentando o tempo de atraso na resposta óptica. Seu efeito pode ser diminuído por meio da isolamento da junção ativa [52]. Percebe-se que os capacitores  $C_{sc}$  e  $C_d$  estão relacionados ao tempo de vida dos portadores, por isso apresentam maior influência no tempo de subida. Ao se trabalhar com maiores amplitudes de pré-impulso o efeito destes capacitores também está sendo neutralizado, daí, os menores tempos de subida [52].

Assim, nesta análise dos componentes do circuito equivalente, a forma ideal de realização do chaveamento seria trabalhar apenas com o *chip* do SOA, sem encapsulamento, e que a corrente de polarização possa ser injetada na cavidade ativa do SOA, por meio de pequenos contatos, utilizando-se da menor quantidade de componentes, sendo o ideal, o uso de pontas de prova alcançando diretamente o *chip* do SOA. Esta é uma sugestão para trabalhos futuros. Além disso, outra maneira de se diminuir o tempo de subida é modificar o SOA intrinsecamente, porém para tais modificações é necessário dominar os meios de fabricação do SOA.

### 3.9 Variação do contraste óptico

O contraste óptico é a diferença entre os valores de potência dos níveis ligado e desligado da chave. O valor obtido experimentalmente foi de 26 dB. Esse valor também foi obtido por meio de simulação para o caso inicial de ajuste dinâmico dos parâmetros do Z-SOA. Para o estudo do contraste óptico, foram utilizados os valores dos parâmetros obtidos na calibração, apenas fazendo algumas modificações em parâmetros que podem modificá-lo. Além disso, também é analisada a relação da variação do contraste óptico com o tempo de subida. Para o tempo de subida foi mantida a forma de cálculo especificada anteriormente, considerando

que o nível desligado se manteria fixo até o início do pulso de corrente em 1,1 ns. O cálculo do nível desligado de potência em 1,1 ns foi realizado de forma proporcional aos valores obtidos quando foi realizado o ajuste dinâmico de parâmetros do Z-SOA, com nível desligado inicial de 1,5  $\mu\text{W}$  e nível de potência em 1,1 ns de 20  $\mu\text{W}$ .

### 3.9.1 Variação de $I_{DC}$

O primeiro parâmetro variado foi a corrente  $I_{DC}$ , mantendo-se os valores dos demais parâmetros iguais aos da calibração. Ao se aumentar o valor de  $I_{DC}$ , tanto a corrente de polarização para o nível desligado quanto para o nível ligado são aumentadas. O valor de  $I_{DC}$  na calibração era de 75 mA. O valor de corrente de limiar considerado é o do Z-SOA de 58,3 mA. Foram realizadas simulações para os valores  $I_{DC}$  de 30, 40, 50, 58,3, 65, 75, 90, 100 e 120 mA. Os sinais de corrente obtidos para esses diferentes valores apresentaram comportamento semelhante, apresentando como principal diferença: o nível de corrente na qual a combinação de três pulsos se inicia. O mesmo é observado nas respostas ópticas a esses sinais.

O contraste óptico obtido para os diferentes valores de  $I_{DC}$  está apresentado na Fig. 3.46(a). Há uma diminuição do contraste óptico com o aumento de  $I_{DC}$ . Esta diminuição ocorre porque os níveis ligado e desligado da chave respondem de forma diferente ao aumento de  $I_{DC}$ . Para o nível ligado, que apresenta maior potência, o aumento no valor de  $I_{DC}$  faz diminuir o ganho neste nível, aproximando-se da saturação, enquanto no nível desligado há um aumento do ganho com o aumento de  $I_{DC}$ . Desta forma, aumentando o valor de  $I_{DC}$ , o nível desligado aumenta o ganho de potência enquanto o nível ligado diminui, causando a diminuição do contraste óptico observado na Fig. 3.46(a). Nesta figura, estão apresentados os casos em que se considera o circuito completo e somente o *chip* do SOA. O comportamento é semelhante, apenas apresentando menores valores de contraste óptico para o caso de circuito completo, explicado pelo fato de os componentes presentes no acoplamento e encapsulamento provocarem atenuação.

A relação do tempo de subida com  $I_{DC}$  está ilustrada na Fig. 3.46(b), onde é notada a diminuição do tempo de subida com o aumento de  $I_{DC}$ , e consequentemente aumento da corrente de polarização. Este comportamento decorre da maior densidade de portadores e, consequentemente, menor tempo de vida dos portadores ao se aumentar a corrente de polarização. Outro motivo é a diminuição no contraste óptico, já que uma redução na excursão entre os níveis desligado e ligado, diminui o tempo de subida. Essa diminuição segue a redução do atraso presente na Eq. 2.8.

Para os valores mais baixos de corrente do caso do circuito completo, observam-se valores

altos de tempo de subida devido à presença de uma flutuação inicial antes da estabilização do nível ligado da chave. O caso em que se considera somente o *chip* do SOA apresenta valores mais baixos de tempo de subida do que o circuito completo, resultado já observado anteriormente, além de apresentar uma menor variação entre os valores de tempo de subida, variando de 580 a 480 ps.

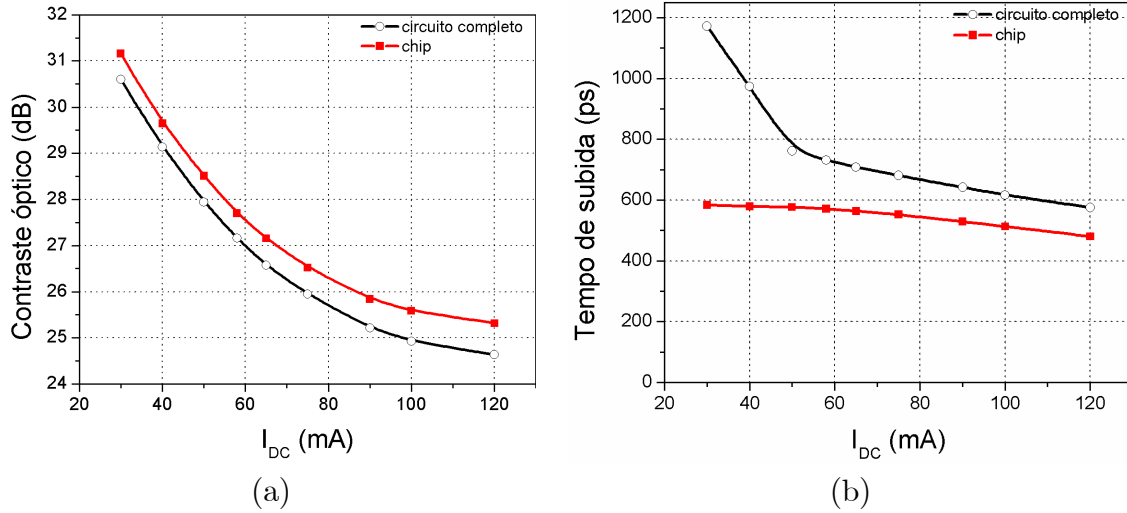


Figura 3.46: (a) Contraste óptico versus corrente de polarização; (b) Tempo de subida versus corrente de polarização.

Tanto nas simulações dos sinais de corrente quanto na resposta óptica (não ilustrados), o comportamento das flutuações foi o mesmo, apenas apresentando maior amplitude para o caso de maiores valores de  $I_{DC}$ . O *overshoot* apresentou pequenas variações, com um decréscimo com o aumento de  $I_{DC}$  para o caso dos sinais de corrente, e o comportamento contrário no caso da resposta óptica. O comportamento apresentado nos sinais de corrente seria o esperado conforme visto no Capítulo 2 (Eq. 2.33). O comportamento contrário da resposta óptica pode estar associado a algum equacionamento do Z-SOA. Os resultados apresentados anteriormente, excetuando-se este último, seguem o que foi mostrado no Capítulo 2 e em [118].

### 3.9.2 Variação da amplitude dos pulsos dos geradores 1 e 2

Nesta subseção, são variadas as amplitudes dos pulsos dos geradores 1 e 2 presentes na montagem da Fig. 3.6. Neste caso, ao invés de se variar o valor de início da combinação de pulsos ( $I_{DC}$ ), é variada a amplitude que este conjunto de pulsos apresenta após a combinação. O valor de 75 mA para  $I_{DC}$  é mantido fixo. Os valores da calibração utilizados foram 5 V e 2 V, para os pulsos dos geradores 1 e 2, respectivamente. A amplitude do pré-impulso

foi mantida fixa em 3,3 V. A variação foi realizada de forma a se obter diferentes valores de contraste óptico, para isso, diferentes combinações foram utilizadas, obtendo-se valores de contraste óptico variando de 16 dB a 26 dB. O aumento nas amplitudes dos pulsos 1 e 2 provoca aumento apenas no nível ligado, já que o nível de corrente para o desligado foi mantido em 75 mA. Desta forma, a potência do nível desligado fica estável e a do nível ligado é aumentada, havendo um aumento do contraste óptico.

Para cada valor do contraste óptico, foi calculado o tempo de subida e *overshoot*. As curvas simuladas estão apresentadas na Fig. 3.47(a) e (b) para os casos em que se considera o circuito completo e somente o *chip*. Nestes casos, há uma diminuição no tempo de subida com o aumento do contraste óptico. Este comportamento contrário ao observado anteriormente, pode ser explicado pelo fato da diminuição do tempo de subida causada pelo aumento da densidade de portadores proporcionada pelo aumento da amplitude dos pulsos 1 e 2 superar o aumento do tempo de subida causado pelo aumento do contraste óptico.

Os valores de tempo de subida são menores para o caso de se considerar somente o *chip* do SOA. O comportamento já visto para diferentes configurações do circuito equivalente é mantido. O *overshoot* diminui com aumento do contraste óptico para o caso de circuito completo. Porém, para o caso de se considerar somente o *chip* do SOA, há um comportamento diferente com a diminuição do *overshoot* até um valor médio de contraste óptico (21 dB) e um aumento acima desse valor. O aumento da amplitude dos pulsos 1 e 2, a partir de um certo valor deve juntamente com o pré-impulso causar uma maior influência no *overshoot* para o caso em que se considera somente o *chip* do SOA. Desta forma, a mudança na amplitude dos pulsos 1 e 2, pode ser interessante, pois se obtêm menores tempos de subida para maiores valores de contraste óptico e no caso do circuito completo, menores *overshoots*.

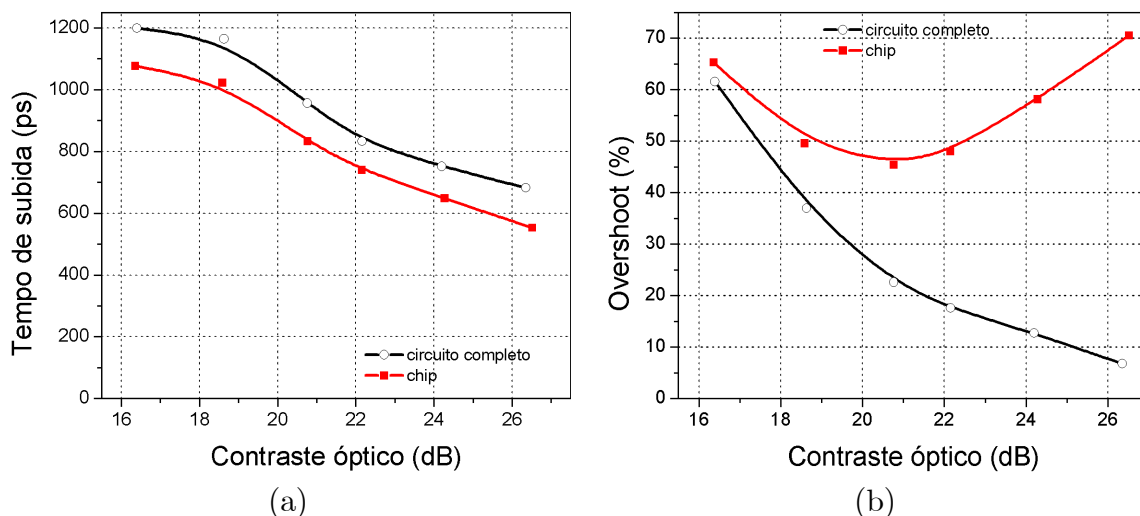


Figura 3.47: (a) Tempo de subida versus contraste óptico; (b) Overshoot versus contraste óptico.



### 3.9.3 Variação da potência do sinal de entrada

Outra forma de se variar o contraste óptico é a variação da potência do sinal de entrada. Porém, para as simulações realizadas, essa variação do contraste óptico foi pequena. Além disso, como já mencionado em artigos como [52], o tempo de subida não é afetado significativamente pela potência do sinal de entrada. As simulações realizadas confirmaram este comportamento. Ao se variar a potência do sinal de entrada, apenas há mudanças nos níveis de potência obtidos com a chave desligada ou ligada, mas o contraste que é relativo a esses dois níveis apresenta apenas pequena variação de 0,1 dB para a faixa de potência utilizada na simulação de 1  $\mu\text{W}$  a 158,5  $\mu\text{W}$ . Ao se manter o valor de contraste óptico, o tempo de subida não varia (ver Eq. 2.8). No caso experimental com uma potência de entrada de 10  $\mu\text{W}$ , foi obtido o nível de potência do sinal desligado de 1,5  $\mu\text{W}$ , ou seja, atenuação de 8 dB e um nível de potência do sinal ligado de 600  $\mu\text{W}$ , ou seja, ganho de 18 dB. Ao realizar simulações com valores menores de potência, por exemplo 1  $\mu\text{W}$ , obteve-se 9,47 nW para o nível desligado (atenuação de 20,2 dB) e 3,9  $\mu\text{W}$  para o nível ligado (ganho de 5,9 dB), mantendo praticamente o mesmo contraste óptico de 26 dB. Essa pequena variação do contraste óptico para diferentes valores de potência do sinal de entrada também causa apenas pequenas variações nos valores do tempo de subida e do *overshoot*, não sendo necessárias apresentá-las em gráficos.

Foram simulados diferentes casos de configuração do circuito equivalente (não ilustrados), tendo sido obtido o mesmo comportamento. A Fig. 3.48 apresenta os resultados do contraste óptico, demonstrando uma pequena diminuição de 0,1 dB com o aumento da potência de entrada. Para uma potência de entrada de 1 mW, foi obtido um contraste óptico de 25,7 dB, apenas 0,4 dB inferior aos obtidos na Fig. 3.48, ou seja, mesmo para valores fora da faixa apresentada, a variação do contraste óptico ainda é pequena.

## 3.10 Tempo de chaveamento

As simulações demonstraram a relação do tempo de chaveamento com diferentes parâmetros. Em outros trabalhos do grupo, já foi comprovado que a técnica PISIC reduz o tempo de chaveamento. Nesta tese, foi demonstrada a relação de determinados parâmetros do pré-impulso presente na técnica PISIC com o tempo de subida e descida. Além disso, foram feitas simulações variando-se os parâmetros do circuito equivalente obtido para o SOA.

O tempo de subida está relacionado à recuperação do ganho do SOA, ou seja, ao tempo que se leva para os portadores injetados na cavidade ativa do SOA se recombinarem e gerarem fótons. Por sua vez, a recuperação do ganho do SOA está relacionada ao tempo de vida dos

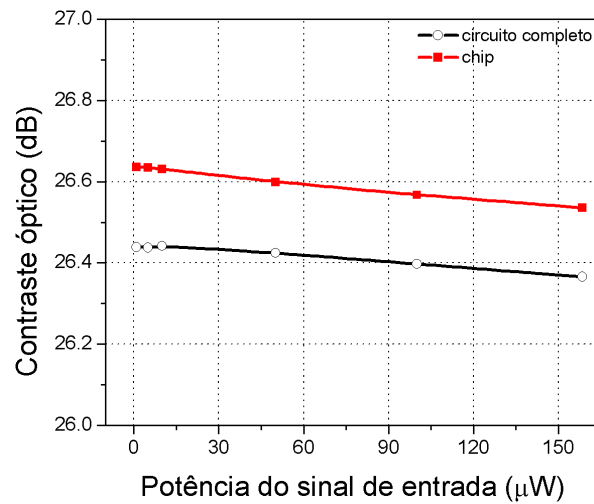


Figura 3.48: Contraste óptico versus potência do sinal de entrada para os casos de circuito completo e só chip.

portadores. Assim, diminuir o tempo de vida dos portadores implica acelerar os processos de recombinação a que os portadores estão sujeitos, seja geração de ruído ASE ou recombinações não radiativas ou geração de fótons. Pela Eq. 2.3, nota-se que o tempo de vida dos portadores é uma função da densidade de portadores. Logo, ao se injetar um pulso de corrente, há uma redução no tempo de vida dos portadores. A injeção abrupta de portadores por meio de um pré-impulso provoca uma variação brusca na densidade de portadores, diminuindo ainda mais o tempo de vida dos portadores e por conseguinte, acelerando o processo de recombinação estimulada.

Como visto em lasers, há um atraso *turn-on delay* associado a esta dinâmica de portadores. Isso também ocorre em SOAs como visto na Fig. 3.4(a), pois há um tempo necessário para as recombinações estimuladas superarem as recombinações espontâneas. Este período pode ser reduzido se a corrente de polarização já estiver acima do limiar, ou seja, com uma densidade de portadores superior à densidade do limiar. Apesar desta redução, este atraso sempre estará presente.

Nas simulações, foi observada a redução do tempo de subida diminuindo-se os valores dos componentes parasitas presentes no acoplamento e encapsulamento do circuito equivalente do SOA, assim como utilizando-se menores valores dos capacitores presentes no *chip* do SOA e/ou injetando-se pré-impulso de maior amplitude. Porém, devido à dinâmica de portadores, esta redução é limitada. Desta forma, o tempo de subida está limitado pelo tempo de vida dos portadores e pelo *turn-on delay*. O tempo de vida dos portadores de SOAs é da ordem de algumas centenas de picossegundos [119]. Além da técnica PISIC que provoca redução no

tempo de vida dos portadores, existem outras técnicas para a redução deste. Algumas delas são: injetar um feixe de luz no comprimento de onda da transparência; SOAs de múltiplos poços quânticos com ou sem dopantes, entre outras [119].

Analisando apenas a resposta do circuito equivalente do SOA, excluindo-se a dinâmica dos portadores, foram observadas pequenas variações no tempo de subida. Esta análise dos sinais de corrente é importante, pois afinal, são esses sinais que irão injetar os portadores envolvidos na dinâmica mencionada anteriormente. O tempo de subida da resposta do circuito equivalente está associado ao tempo de resposta dos componentes presentes no circuito equivalente. Isso foi comprovado, quando ao diminuir os valores de determinados capacitores e indutores, houve uma diminuição notória no tempo de subida (ver Fig. 3.38(a) e Fig. 3.40(a)). Para esta análise, já foi comprovado que realizar o chaveamento diretamente no *chip* do SOA, sem encapsulamento e acoplamento é a melhor forma para se obter menores tempos de chaveamento. A idéia para implementar este resultado seria a injeção da corrente de polarização diretamente no *chip* do SOA por meio de pontas de prova. Outra idéia seria o uso de transistores em circuitos monolíticos acoplados diretamente ao SOA.

Os capacitores presentes no *chip* do SOA,  $C_{sc}$  e  $C_d$ , são importantes componentes a serem estudados na busca por menores tempos de subida. A redução do valor destes componentes permitiu a diminuição do tempo de subida para valores próximos a 300 ps. Contudo, para modificar estes componentes que estão associados ao armazenamento e difusão de cargas é necessário modificar intrinsecamente o SOA.

O tempo de subida também se demonstrou dependente do contraste óptico, observando-se, de forma geral, menores tempos de subida para menores valores de contraste óptico. Desta forma, ao se projetar uma chave óptica baseada em SOA, deve-se considerar esta relação do tempo de subida com o contraste óptico, para que se avalie o fator mais importante a ser otimizado.

As simulações apresentaram formas de se diminuir ainda mais o tempo de subida, levando a uma busca de se obter meios de implementá-las na prática. No entanto, há limites nessa redução devido às características próprias do SOA, só possíveis de serem superados por meio de mudanças no material e na estrutura do SOA.

### 3.11 *Overshoot*

O *overshoot* presente em boa parte das simulações apresentadas nesta tese está associado tanto à resposta dos componentes do circuito equivalente quanto à dinâmica dos portadores representado pelo Z-SOA.

O circuito equivalente do SOA é composto por vários capacitores, indutores e resistores, compondo um circuito RLC. A resposta do circuito RLC presente no circuito equivalente a um pulso de corrente é do tipo subamortecida apresentando flutuações que têm sua amplitude amortecida. Este resultado pode ser observado na Fig. 3.3(a). No caso das simulações, além dos pulsos dos geradores 1 e 2, há também o pré-impulso que apresenta uma maior amplitude, conforme visto na Fig. 3.3(b). Desta forma, o sinal de corrente após o circuito equivalente apresenta um *overshoot* que é resultado da combinação da flutuação inicial da resposta do circuito RLC e do próprio pré-impulso. Estas influências puderam ser observadas melhor na Fig. 3.20(b), na qual é apresentado o caso de variação do atraso do pré-impulso. Para um valor de atraso de 800 ps, foi possível observar as influências mencionadas de forma separada, apresentando uma flutuação inicial relativa à resposta do circuito e em seguida uma flutuação de maior amplitude causada pelo pré-impulso. O resultado presente na Fig. 3.34(a) comprova a influência da resposta do circuito RLC no *overshoot*, pois ao se reduzir determinados valores dos capacitores e indutores e mantendo-se fixos os valores dos resistores, houve a mudança da resposta do circuito RLC para uma resposta praticamente superamortecida, passando a existir apenas uma flutuação. Neste último caso, o *overshoot* é basicamente devido à amplitude do pré-impulso.

Com relação à resposta óptica, comparando-se apenas o caso de variação de amplitude do pré-impulso que causa variação na amplitude do *overshoot*, observaram-se *overshoots* mais pronunciados se comparados aos dos sinais de corrente de polarização. Isso ocorre devido ao ganho do SOA. A injeção da corrente de polarização, dependendo dos valores de corrente, pode ser também responsável pelo *overshoot*, pois essa subida do pulso de corrente provoca uma variação rápida na densidade de portadores, diminuindo o tempo de vida dos portadores e, desta forma, acelerando as recombinações. Neste caso, são as recombinações estimuladas que prevalecem, gerando mais fótons. Após um tempo, a densidade de portadores se estabiliza e a geração de fótons também. Apesar de a dinâmica de portadores ter uma influência no *overshoot*, esta é pequena, muitas vezes se resumindo a amplificar o *overshoot* presente nos sinais de corrente.

Por meio das simulações, foi observado que a diminuição do tempo de subida, na maioria dos casos, é acompanhada do aumento do *overshoot*. O *overshoot* é de particular interesse em sistemas de longa distância, já que o gorjeio em frequência da portadora óptica é direta-

mente associado às transições rápidas na potência de saída. Isso pode levar a uma potencial degradação no desempenho devido a efeitos de dispersão da fibra [118]. O valor de *overshoot* aceitável proposto nesta tese é de 30%. Desta forma, para que sejam obtidos menores valores de tempo de subida por meio da implementação dos resultados conseguidos nas simulações desta tese é necessário obter um meio de reduzir o *overshoot*. No Capítulo 4 desta tese é apresentado um conversor e regenerador 2R capaz de reduzir o *overshoot*. Este regenerador é muito simples e também baseado em SOA, possibilitando uma possível integração deste com a chave óptica apresentada neste capítulo.

## 3.12 Flutuações

### 3.12.1 Oscilação de relaxação

As oscilações de relaxação, já apresentadas no Capítulo 2, são uma manifestação do caráter de ressonância da cavidade do laser, no qual a energia do sistema é trocada entre as populações de elétrons e fótons antes do estado estacionário ser atingido. Desta forma, estas oscilações dependem da reflexão da luz nas facetas, a qual gera a realimentação necessária para a existência de ressonância na cavidade do laser. O SOA estudado nesta tese é um TW-SOA. Esse tipo de SOA é semelhante a um laser com baixíssimos valores de refletividades das facetas e, assim, as oscilações de relaxação praticamente não existem, se apresentando superamortecidas. Apesar de as oscilações de relaxação não serem pronunciadas no SOA, há um comportamento de ressonância semelhante, mas causado por outro efeito físico associado a perdas por espalhamento no guia de onda [105].

O Z-SOA comprova a dependência das oscilações de relaxação com a refletividade das facetas, confirmando sua ausência no TW-SOA. Este resultado está ilustrado na Fig. 3.49 para simulações realizadas considerando-se os mesmos parâmetros da Tabela 3.1. Como sinal de corrente de polarização, foi utilizado um degrau com valor superior ao da corrente de limiar injetado diretamente no Z-SOA, sem se considerar o circuito equivalente. Na Fig. 3.49, foi observada a ausência das oscilações de relaxação na resposta óptica simulada para uma refletividade de 0,1%. Aumentando o valor de refletividade para 10%, ocorre o surgimento dessas oscilações com uma frequência de 1,53 GHz. Visando ao melhor entendimento do caráter de ressonância da cavidade foram feitas outras simulações para diferentes valores do degrau de corrente e diferentes comprimentos da cavidade para o caso de 50% de refletividade, sendo observada a ocorrência das oscilações de relaxação, apresentando diferentes valores de frequência. Estes resultados estão apresentados na Tabela 3.5. Pelos valores comprova-se a dependência da oscilação de relaxação com as características de ressonância da cavidade.

Nas simulações realizadas para diferentes correntes de polarização e refletividade de 0,1 % não foi observada a ocorrência de flutuações em nenhum caso. Desta forma, embora em casos experimentais o SOA possa apresentar ressonâncias (semelhantes as causadas pelas oscilações de relaxação) associadas a perdas por espalhamento, no Z-SOA essas oscilações não estão presentes.

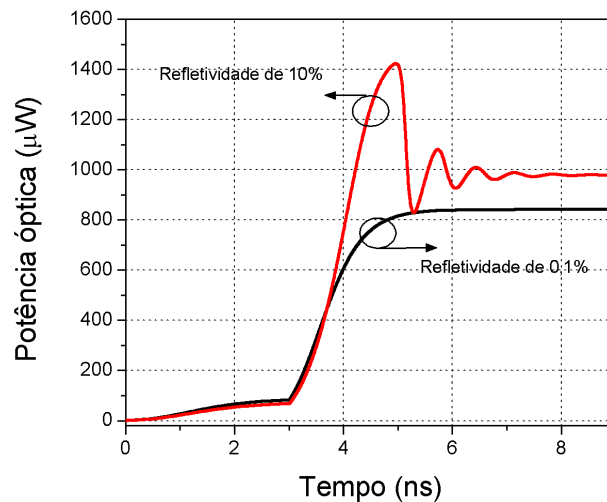


Figura 3.49: Dependência das oscilações de relaxação com a refletividade.

Tabela 3.5: Frequência das oscilações de relaxação

Comprimento da cavidade do SOA $L_z$ ( $\mu\text{m}$ )	Corrente (mA)	Frequência (GHz)
653	75	3
653	125	3,9
1305	125	1,5
1305	150	2
1305	200	2,7

Nas simulações realizadas na tese, foi considerado o valor de 0,1% de refletividade. Desta forma, as flutuações presentes na resposta óptica não foram causadas pelas oscilações de relaxação (pois estas dependem de alta refletividade) e nem pelos efeitos de perdas por espalhamento (não são reproduzidos pelo Z-SOA). Assim, as flutuações presentes na resposta óptica foram geradas pelos componentes presentes no circuito equivalente.

As simulações dos sinais de corrente a serem injetados na cavidade ativa do SOA foram feitas utilizando-se um circuito equivalente que foi obtido a partir de um circuito equivalente de laser. Nos lasers, as oscilações de relaxação estão previstas, tanto pelas equações de taxa, quanto pelo circuito equivalente. Assim, nas simulações aqui apresentadas, as flutuações

presentes nos sinais de corrente após o circuito equivalente são influenciadas pelas oscilações de relaxação oriundas do circuito equivalente considerado, já que este se baseia em lasers. Prova disso, é que ao se realizar simulações considerando apenas os componentes do circuito equivalente relativos ao *chip* do SOA e considerando um único pulso como sinal de entrada, observam-se oscilações de relaxação, conforme pode ser visto na Fig. 3.50. Estes resultados simulados se assemelham muito aos resultados apresentados em [106]. Na Eq. 2.28, há uma forma de estimar a frequência de oscilação a partir dos valores de  $L_s$ ,  $C_d$  e  $C_{sc}$ . Considerando que estas flutuações são oscilações de relaxação e utilizando a equação mencionada para os parâmetros da Tabela 3.1, chega-se matematicamente ao valor de 620 MHz (período de 1,61 ns). Este é o valor exato da frequência calculada no resultado da simulação apresentada na Fig. 3.50(a). Variando-se os valores dos parâmetros envolvidos na equação, obtém-se um novo valor de frequência de oscilação de 876 MHz (período de 1,14 ns), o qual é o mesmo valor ao se realizar a simulação com os novos valores dos parâmetros.

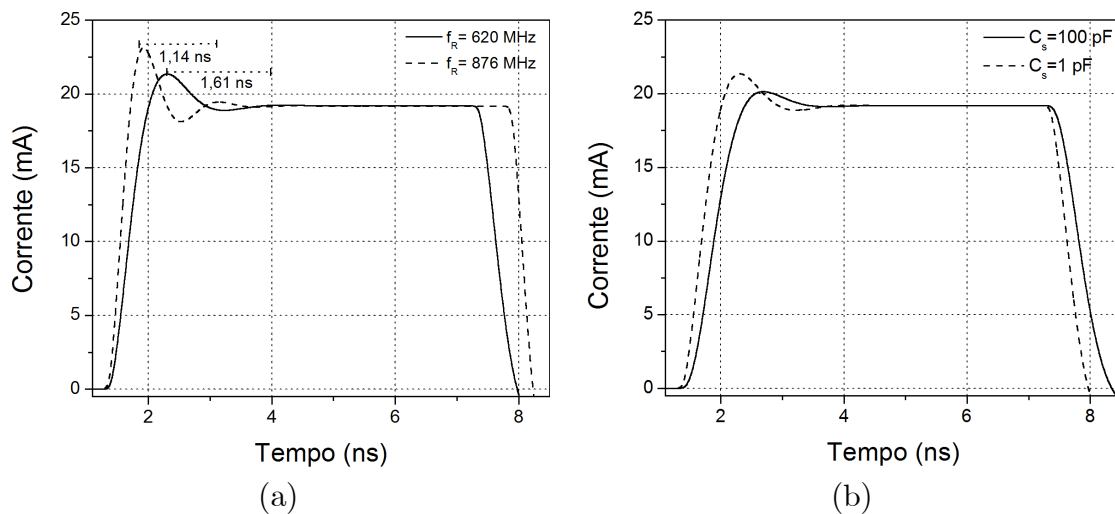


Figura 3.50: (a) Resposta elétrica (corrente após o circuito equivalente) para diferentes valores de frequência da oscilação de relaxação; (b) Resposta elétrica (corrente após o circuito equivalente) variando o valor de  $C_S$ .

A Fig. 3.50(b) apresenta a influência do capacitor  $C_S$  nas flutuações, apresentando comportamento igual ao obtido em [106], no qual se considera essas flutuações como oscilação de relaxação. Desta forma, mostra-se que as flutuações apresentadas nos sinais de corrente para o caso em que se considera apenas os componentes do *chip* do SOA, são oscilações de relaxação.

Assim, embora tanto na prática quanto na simulação do Z-SOA, as oscilações de relaxação decorrentes da ressonância na cavidade do SOA não devam ser muito pronunciadas, nas simulações realizadas nesta tese estas oscilações influenciam as flutuações presentes, pois o

circuito equivalente prevê este fenômeno. Porém, esta não é a principal causa das flutuações, já que, conforme foi observado nas simulações realizadas, ao se considerar apenas os componentes correspondentes do *chip* do SOA (Fig. 3.38(a) e (b) e Fig. 3.40(a) e (b)), as flutuações apresentadas que decorrem das oscilações de relaxação possuem menor amplitude do que quando se considera o circuito completo com os parasitas do acoplamento e encapsulamento (Fig. 3.14, Fig. 3.15 e Fig. 3.38(a) e (b)), apresentando só uma flutuação ou mesmo nenhuma após o *overshoot* inicial. Isso demonstra que as flutuações apresentadas quando se considera o circuito completo, que se apresentam em maior número e com maiores amplitudes, são influenciadas principalmente pelos componentes parasitas presentes no acoplamento e encapsulamento. Ou seja, as oscilações de relaxação só ganham importância ao serem retirados os elementos parasitas do circuito equivalente.

Portanto, na prática os SOAs não apresentam oscilações de relaxação muito pronunciadas devido a seus baixos valores de refletividade, porém apresentam um comportamento semelhante devido ao efeito físico de perdas por espalhamento. No Z-SOA, como visto, nenhum comportamento de oscilação de relaxação ocorre para o caso de refletividade de 0,1% utilizado nas simulações. Porém, nas simulações considerando o circuito equivalente, estas oscilações estão presentes. Assim, fica claro que as oscilações de relaxação estão presentes nas simulações desta tese e são originadas do circuito equivalente utilizado. Além disso, pode-se perceber que as oscilações de relaxação têm pouca influência nas flutuações, sendo estas, resultado dos efeitos das capacitâncias e indutâncias parasitas presentes no circuito equivalente, conforme veremos na seção seguinte. Logo, conclui-se que o Z-SOA não gera as flutuações, ou seja, caso se utilize um sinal de corrente de polarização sem flutuações, esta ausência se manterá na resposta óptica fornecida pelo Z-SOA.

É necessário um estudo para saber se as oscilações de relaxação causadas pelo circuito equivalente utilizado (e que estão relacionadas à refletividade) são capazes de reproduzir o comportamento semelhante de ressonância presente nos SOAs devido a efeitos de perdas por espalhamento. Caso sejam semelhantes os comportamentos, não há nenhum problema no circuito equivalente, porém se houver diferenças, será necessário modificá-lo para que reproduza o efeito de ressonância existente na prática em SOAs.

### 3.12.2 Capacitâncias e indutâncias parasitas

Como visto ao longo deste capítulo, as capacitâncias e indutâncias chamadas parasitas que estão presentes no acoplamento e encapsulamento são as principais responsáveis pelas flutuações presentes nas simulações. A maior influência desses componentes é notória quando a frequência das flutuações de valor de 620 MHz para o caso em que somente o *chip* do SOA



é considerado muda para maiores valores (980 MHz) ao se considerar o circuito completo. Se os capacitores e indutores não fossem os maiores responsáveis por essas flutuações, essa mudança não ocorreria.

As flutuações presentes nos sinais de corrente após o circuito equivalente seguem o comportamento de resposta de um circuito RLC subamortecido, no qual os valores de  $L$  e  $C$  que têm maior influência são os destes componentes parasitas. Ao se variar o valor dos capacitores individualmente, ficou comprovado que os componentes com maior influência nas flutuações foram o  $C_b$  e  $L_b$ , relacionados ao acoplamento. Desta forma, caso se deseje reduzir as flutuações é necessário diminuir os valores desses componentes.

Os capacitores e indutores parasitas também demonstraram ter relação com o *overshoot* e tempo de subida. A presença destes componentes atenua o sinal, diminuindo o *overshoot* e causam um aumento no tempo de subida, devido ao tempo de resposta próprio desses capacitores e indutores. Assim, fica claro que para um melhor chaveamento é necessário modificar a montagem experimental para reduzir a influência desses componentes.

### 3.13 Conclusão

As simulações realizadas demonstraram que é possível reduzir ainda mais o tempo de chaveamento obtido experimentalmente. A utilização de um pré-impulso com maior amplitude e com menor atraso em relação aos demais pulsos pode reduzir o tempo de subida sem modificar o circuito equivalente da montagem e do SOA. Para se obter valores ainda menores de tempo de subida, é necessário modificar o circuito equivalente, diminuindo os valores dos capacitores e indutores parasitas presentes no acoplamento e encapsulamento. Por último, modificações nos capacitores presentes no *chip* do SOA associados ao tempo de vida dos portadores também permitem a redução do tempo de subida. Realizando as modificações comentadas, pode-se obter um tempo de subida próximo a 300 ps. Este valor talvez possa ser reduzido ainda mais, variando os valores de alguns parâmetros que foram modificados, porém haverá um limite associado à dinâmica dos portadores intrínseca às propriedades do material semiconductor.

Na maioria dos casos de diminuição do tempo de subida, houve um aumento do *overshoot*. Desta forma, para se obter a diminuição no tempo de subida é necessário alguma forma de se reduzir o *overshoot* ou mesmo evitá-lo, já que este pode prejudicar a recepção do sinal. Além disso, nas simulações do chaveamento foram apresentadas flutuações na resposta óptica que são causadas principalmente pelos capacitores e indutores presentes no acoplamento e no encapsulamento, podendo ser evitadas, diminuindo os valores destes componentes.

Outro resultado importante é a relação do tempo de subida com o contraste óptico. De forma geral, quanto menor o contraste óptico, menor o tempo de subida. Desta forma, sabendo deste compromisso, a chave deve ser projetada segundo as necessidades de maior contraste óptico ou menor tempo de chaveamento.

Com relação ao tempo de descida, foram observados, de forma geral, menores valores do que o tempo de subida, fato já esperado devido ao pequeno tempo de vida dos portadores (alta densidade de portadores) no início da operação de desligamento. Além disso, o desligamento da chave apresentou comportamento semelhante ao de ativação com as devidas analogias e pequenas variações.

Desta forma, foram realizadas simulações e análises sobre os resultados apresentados. Tais resultados podem ser utilizados para dar continuidade na busca de chaves eletro-ópticas baseadas em SOA com menores tempos de chaveamento. Para isso, segundo os resultados, é necessário realizar a injeção do sinal de corrente que irá chavear o SOA, diretamente no *chip* do SOA ou através de meios que reduzam o acoplamento e o encapsulamento. Além disso, é necessário o uso de amplificadores para se obter maiores amplitudes do pré-impulso e de um dispositivo capaz de neutralizar o *overshoot* presente na saída da chave (no capítulo seguinte é apresentado um regenerador capaz de eliminar o *overshoot*). Por último, modificações internas no *chip* do SOA, ou mesmo o uso de SOAs *quantum dot* permitirão a redução ainda maior do tempo de chaveamento, devendo-se para tanto reduzir os valores das capacitâncias  $C_{sc}$  e  $C_d$  entre 25 a 50%.

Além disso, é interessante comentar que o chaveamento em SOA é apenas uma das diversas técnicas eletro-ópticas de chaveamento. Entretanto, para esta técnica específica, são pouquíssimos os resultados na literatura especializada relativos ao tipo de chaveamento aqui apresentado. Além disso, estes resultados estão especificamente relacionados ao tempo de chaveamento. Assim, os resultados de tempo de chaveamento apresentados nesta tese, com tempos de até 300 ps, assumem um valor recorde (para o contraste óptico de 26 dB), já que nas demais pesquisas já referenciadas no estado da arte no Capítulo 2, o menor tempo de subida obtido foi de 500 ps. Com relação ao estudo das flutuações e *overshoots*, não há pesquisas disponíveis na literatura para que se possam comparar e avaliar os resultados aqui apresentados.

## Capítulo 4

# Regenerador 2R e conversor em comprimento de onda

Este capítulo apresenta um dispositivo baseado em SOA capaz de realizar simultaneamente a regeneração 2R e a conversão em comprimento de onda de um sinal óptico modulado. A caracterização deste regenerador é realizada para sinais ópticos deteriorados por diferentes efeitos. Sua caracterização envolve o estudo de parâmetros como: espaçamento espectral entre os sinais de entrada (*detuning*), potência e polarização destes sinais, taxas de modulação, eficiência de conversão, taxa de erro de bit (BER) e razão de extinção (ER). O efeito em que se baseia este regenerador é apresentado bem como vantagens e desvantagens deste dispositivo.<sup>1</sup>

Para a implementação deste dispositivo, foram necessários estudos preliminares envolvendo diferentes SOAs e seus efeitos não-lineares (FWM, XPM e XGM). Um outro regenerador baseado no efeito XPM em um SOA ultra-longo foi implementado, apresentando bons resultados. Porém, serão necessários novos equipamentos como filtros ópticos mais abruptos e lasers com menor largura espectral para se obterem resultados mais expressivos. Desta

---

<sup>1</sup>Este Capítulo foi baseado nos resultados apresentados em [90]-[93]:

[90] N.S. Ribeiro, C.M. Gallego e E. Conforti, “Wavelength conversion and 2R-regeneration using one semiconductor optical amplifier with cross-gain modulation compression,” CLEO 2008 - Conference on Lasers and Electro-Optics, São José, California, pg. JWA 28, Maio 2008.

[91] N.S. Ribeiro, C.M. Gallego e E. Conforti, “High eye-quality improvement by a single SOA regenerative wavelength converter,” aceito para Microwave and Optical Technology Letters.

[92] N.S. Ribeiro, C.M. Gallego e E. Conforti, “Testes de um regenerador 2R e conversor em comprimento de onda baseado em um único SOA no enlace de fibras KyaTera,” XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT’09, 2009, Blumenau, 2009.

[93] N.S. Ribeiro, C.M. Gallego e E. Conforti, “BER estimation from measured eye diagrams of a wavelength regenerative converter employing a single-SOA,” aceito para IMOC 09 -SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, Belém, Outubro 2009.

forma, apesar dos estudos e resultados mencionados, esta tese abordará apenas o regenerador 2R e conversor baseado no efeito XGM no modo contra-propagante. Os demais resultados encontram-se nas publicações [82]-[87].

## 4.1 Introdução

Espera-se que as futuras redes ópticas usem as vantagens do processamento totalmente óptico no qual os dados presentes na portadora óptica não necessitam ser convertidos para o domínio elétrico. Essas redes necessitarão de conversão em comprimento de onda e, em muitos casos, de regeneração do formato do bit no domínio totalmente óptico. A possibilidade de reformatação do pulso enquanto ocorre a conversão em comprimento de onda em redes totalmente ópticas poderá ter grande utilidade em enlaces de média e grande distância, operando em altas taxas.

O SOA, como visto anteriormente, é um dispositivo promissor para reamplificação e reformatação (2R) de pulsos ópticos após serem degradados [64], para conversão em comprimento de onda [65][83] e para chaveamento eletro-óptico [56]. Diversas técnicas para regeneração 2R baseadas em SOAs têm sido propostas e testadas. A maioria destas técnicas requer complexas implementações e/ou envolve pontos críticos de operação, mesmo para os casos mais simples baseados no efeito XGM [76].

Recentemente, foi proposto um regenerador baseado no efeito XGM no modo contra-propagante utilizando dois SOAs, um para a realizar a conversão em comprimento de onda e o outro SOA, profundamente saturado para se obter a compressão da modulação cruzada [76]. Essa técnica se mostra complexa, principalmente devido à necessidade de sincronização por meio de linhas ópticas de atraso. A partir das idéias desta técnica, foi desenvolvido nesta tese um regenerador 2R e conversor em comprimento de onda baseado no efeito XGM contra-propagante utilizando apenas um SOA, um isolador, um circulador e um laser, muito simples e de rápida sintonização [90].

Para caracterização deste regenerador, foram utilizados sinais de entrada deteriorados por diferentes efeitos, como dispersão intrínseca de um enlace de fibras, ruídos gerados por SOAs e EDFAs e outros efeitos adicionados por estes dispositivos. Para iniciar a caracterização deste dispositivo, é necessário apresentar a montagem experimental utilizada para se obter os resultados experimentais apresentados nesta tese.

## 4.2 Montagem experimental

A montagem experimental do regenerador 2R e conversor está apresentada na Fig. 4.1. Os equipamentos utilizados estão apresentados na Tabela 4.1. O esquema da montagem encontra-se dividido em blocos. No primeiro bloco, o sinal da portadora em  $\lambda_1$  é modulado por um gerador de pulsos pseudo-aleatórios (*Pseudo Random Bit Sequence* - PRBS). Na maioria dos casos, será utilizada uma modulação do tipo NRZ. O sinal antes de ser modulado passa por um controle de polarização de forma a maximizar o desempenho do modulador eletro-óptico.

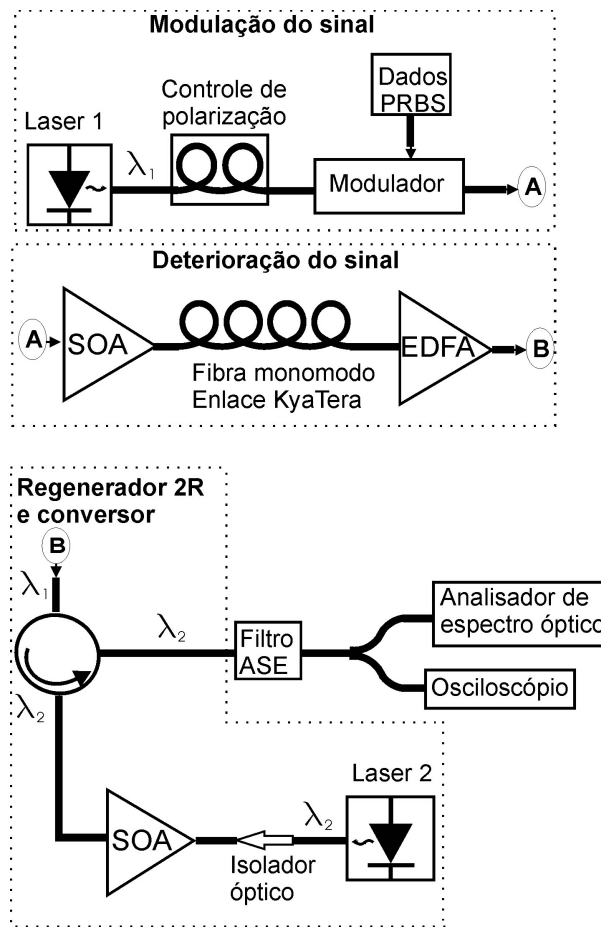


Figura 4.1: Montagem experimental do regenerador 2R e conversor em comprimento de onda.

O segundo bloco, bloco de deterioração, é de grande importância, pois neste bloco é que o sinal modulado em  $\lambda_1$  é deteriorado de diferentes formas para se estudar a capacidade regenerativa do dispositivo. Na Fig. 4.1, entre os pontos A e B, estão apresentados os três elementos utilizados para deteriorar o sinal modulado: um SOA (InPhenix 1503), um enlace

de fibras enterradas (Rede KyaTera) e um amplificador a fibra dopada a érbio (*Erbium doped fiber amplifier* - EDFA). A forma de deterioração apresentada é a mais complexa, envolvendo os três elementos simultaneamente. Os diferentes casos e os respectivos efeitos de deterioração serão apresentados mais adiante.

Tabela 4.1: Lista de equipamentos utilizados nos experimentos de caracterização do regenerador 2R e conversor

Equipamentos	Marca/Modelo	Especificações
Laser 1	Santec TSL - 210V	Sintonizável:1510-1630 nm
Laser 2	Santec MLS - 2100	Sintonizável:1530-1630 nm
Polarizador Óptico	Photonetics 3688-PR15	
Gerador de Pulsos	Agilent 81141A	7 GHz
Gerador de Pulsos	Agilent 81141A	13,5 GHz
Modulador eletro-óptico	Avanex AM40	até 40 GHz
SOA	InPhenix IPSAD 1503	
EDFA		Ganho de 5 a 15 dB
Isolador óptico	JDSU	
Circulador óptico	JDSU	
SOA	CIP NL-OEC-1550	
Analizador de espectro óptico	Agilent 86146B	
Analizador de Comunicação Digital	HP DCA 83480A	30 GHz ópt. / 40 GHz elétr.
Filtro óptico	JDSU	
Filtro óptico		Passa faixa em 1550 nm
Chave óptica	Agilent 81591B e 81594B	
Atenuador óptico variável	Agilent 81571A	
Cordão de Fibra		FC-PC/APC   SC-PC/APC
Cabo de Microondas	Huber-Suhner	Até 18 GHz

O terceiro bloco é o de regeneração e conversão. Neste bloco, o sinal em  $\lambda_1$  é convertido para o comprimento de onda  $\lambda_2$  do laser 2 (laser CW), ocorrendo a regeneração simultaneamente com a conversão. O regenerador é constituído de um laser CW, um SOA, um circulador óptico e um isolador óptico. Esses dois últimos componentes são necessários para se trabalhar no modo contra-propagante de conversão baseado em XGM. O filtro óptico presente neste bloco foi utilizado para reduzir a ASE adicionada pelo SOA, visando a permitir uma melhor visualização dos diagramas de olho no osciloscópio. Caso se use na recepção um osciloscópio com maior sensibilidade, ou mesmo um outro dispositivo com essa característica, pode-se não fazer uso deste filtro. Desta forma, este filtro não é considerado como um elemento integrante do regenerador.

O SOA utilizado como conversor e regenerador foi o SOA da CIP (NL-OEC-1550) com 2 mm de comprimento de cavidade ativa. Seus principais dados encontram-se na Tabela

4.2. Este SOA foi polarizado com 300 mA de corrente, de forma a se obterem as condições necessárias de operação para o efeito regenerativo.

Tabela 4.2: Lista de parâmetros do SOA CIP - NL-OEC-1550

Item	Condição de teste	Valores
Ganho de pequenos sinais	$I = 200 - 300mA$	25 a 30 dB
PDG	$I = 300mA, P_{in} > 0dBm$	0,5 a 1 dB
Potência de saturação	$I = 200mA$	6 a 8 dBm
Pico de ganho	$I = 200mA$	1550 a 1570 nm
Tempo de recuperação	$I = 300mA, P_{in} > 0dBm$	16 a 25 ps
Largura de banda de 3dB	$I = 200mA$	45 nm
Comprimento da cavidade ativa		2 mm
Corrente de polarização		até 400 mA

Apesar de não ilustrado na Fig. 4.1, foi utilizada uma chave óptica para facilitar a observação do sinal modulado em  $\lambda_1$  e o sinal convertido e regenerado em  $\lambda_2$ , sem ser necessária a mudança constante de conectores, o que poderia modificar a polarização da luz e adicionar perdas. Os sinais ópticos foram observados em um osciloscópio e em um analisador de espectro óptico. Em certos casos, também foi utilizado um atenuador antes do osciloscópio (ou analisador de espectro óptico) para manter a mesma potência do sinal de entrada na saída do regenerador, com o intuito de se realizar uma comparação em que apenas a melhoria no formato do bit é considerada, excluindo-se o ganho do regenerador.

A caracterização do regenerador foi feita variando-se diferentes parâmetros presentes na montagem, entre eles: a potência dos lasers 1 e 2, a taxa de modulação do gerador de bits PRBS, o espaçamento espectral e a polarização relativa entres os sinais modulado e CW, assim como a razão de extinção de entrada (variando-se a tensão de polarização do modulador).

As diferentes formas de deterioração do sinal modulado de entrada ( $\lambda_1$ ) no regenerador são apresentadas a seguir. A deterioração causada no sinal modulado foi quantificada pelo fator Q, já apresentado no Capítulo 2, associado à média e ao desvio padrão dos níveis dos bits "1" e "0". Os efeitos adicionados em cada caso poderão ser observados nas Fig. 4.5 a 4.8, nas quais são apresentados os diagramas de olho.

#### 4.2.1 Caso “SOA”

Neste primeiro caso de deterioração, um outro SOA (InPhenix 1503) é utilizado para deteriorar o sinal modulado antes do regenerador. Este outro SOA amplifica o sinal e adiciona ruído ASE a este. Dependendo do nível de potência do sinal na entrada deste SOA, pode haver o surgimento de um *overshoot* no sinal modulado relacionado à saturação deste dispositivo e

aos efeitos de dependência do padrão da sequência de bits. Quanto maior o nível de *overshoot* presente nesta deterioração, maior será a melhoria proporcionada pelo regenerador, pois como veremos adiante, o regenerador retira o *overshoot* totalmente. Desta forma, dependendo do nível de *overshoot* do sinal de entrada, o sinal regenerado apresentará maior ou menor melhoria do fator Q. Devido à grande quantidade de ASE adicionada, faz-se necessário o uso de um filtro passa banda. O fator Q do sinal modulado pode ser variado modificando os valores de potência do laser 1 e da corrente de polarização do SOA InPhenix.

#### 4.2.2 Caso “ENLACE+SOA”

O sinal modulado é inserido em um enlace de fibras monomodo padrão do projeto KyaTera-Fapesp com 18 km de extensão. A fibra utilizada é a fibra *Corning SMF-28 Standard*. A tabela 4.3 apresenta algumas características deste tipo de fibra. O principal efeito de deterioração apresentado é a dispersão intrínseca, além da atenuação. Devido à atenuação apresentada, utilizou-se o SOA InPhenix já mencionado para se amplificar o sinal para um nível que possa ser mais bem observado no osciloscópio e que seja capaz de produzir os efeitos regenerativos do SOA CIP. Como veremos adiante, para que ocorra a regeneração há uma relação ideal entre o nível de potência do sinal modulado e CW.

Da mesma forma que para o caso anterior, a variação dos valores do fator Q pode ser obtida por meio de modificações nos valores de potência do laser 1 e de corrente de polarização do SOA InPhenix.

Tabela 4.3: Características da fibra Corning SMF-28 Standard

Item	Valores
Atenuação	$\leq 0,22$ dB/km
Dispersão	16 a 19 ps/km-nm
Área efetiva	$80 \mu\text{m}^2$
Abertura numérica	0,14
Comprimento de onda com zero de dispersão	1313 nm
PMD máxima para uma única fibra (sem emendas)	$\leq 0,2$ ps/ $\sqrt{\text{km}}$

#### 4.2.3 Caso “EDFA”

Neste caso, foi utilizado um EDFA para se amplificar o sinal modulado e adicionar ruído ASE. A adição de uma grande quantidade de ruído ASE provoca uma maior variância dos níveis de potência que representam os bits "1" e "0". O fator Q de entrada pode ser variado por meio de alterações na potência do laser 1 e do laser de bombeio do EDFA.



#### 4.2.4 Caso “ENLACE+EDFA”

Este caso é semelhante ao caso "ENLACE+SOA", sendo novamente utilizado o enlace de fibras monomodo padrão do projeto KyaTera, em toda sua extensão de 18 km. Além dos efeitos de dispersão e atenuação causados pelo enlace, há ruído ASE adicionado pelo EDFA utilizado para se amplificar o sinal após o enlace de fibras. O fator Q pode ser modificado da mesma forma que o caso anterior.

#### 4.2.5 Caso “SOA+ENLACE+EDFA”

Este caso é o mais complexo, pois envolve os três elementos utilizados para deteriorar o sinal modulado de entrada no regenerador. Os diferentes efeitos de dispersão, atenuação e adição de ruído ASE são somados de forma a deteriorar o sinal de entrada. A presença de *overshoot*, de ruído nos níveis "1" e "0" e uma maior variância nestes níveis, torna o sinal modulado de entrada apresentado neste caso, o mais deteriorado. O uso de filtros também se faz necessário para reduzir o ruído adicionado.

A comparação entre estes diferentes casos de deterioração só pode ser feita com relação à forma que o sinal modulado é degenerado, não sendo correto compará-los por meio do fator Q. Isso porque, conforme mencionado anteriormente, dependendo de alguns parâmetros, é possível variar o fator Q do sinal modulado de entrada para todos casos, assim, é possível obter-se os mesmos valores do fator Q para diferentes casos de deterioração.

### 4.3 Princípio de funcionamento do regenerador

A qualidade do regenerador 2R depende de sua habilidade em suprimir o ruído e melhorar a razão de extinção. As propriedades regenerativas ideais são satisfeitas por um sistema com a função de transferência mais próxima possível de um esquema em "S". Isso se refere à função característica com as seguintes propriedades: larga e plana faixa dinâmica para os bits "0" e "1", no sentido de suprimir o ruído e uma curva crescente linear que determina o limiar de discriminação entre os bits "0" e "1", associada à razão de extinção [66].

O regenerador 2R demonstrado nesta tese apresenta uma função de transferência semelhante a esse esquema em "S", não sendo possível ilustrá-la, pois não foi feito o estudo das potências de forma dinâmica (analisando bit por bit). A resposta deste regenerador é semelhante e não igual, por apresentar compressão do ganho somente para o bit "1", pois apenas o nível de potência deste bit consegue saturar o ganho do amplificador. A compressão para o nível "1" pode ser bem observada nos casos em que há *overshoot* presente neste nível. Após

o regenerador, o *overshoot* é retirado, pois o SOA está saturado. Desta forma, o regenerador funciona de forma semelhante a um filtro passa-baixa, eliminando as altas frequências presentes no *overshoot*. Além disso, considerando apenas ruídos no nível do bit "1", o ganho saturado funciona como equalizador de potência das flutuações desse nível.

O nível do bit "0", como poderá ser observado nos diagramas de olho, apresenta melhorias, mas não tão acentuadas quanto para o nível "1". Além disso, não ocorre melhora da razão de extinção, pois o regenerador é baseado em efeito XGM em SOA, o qual sempre degrada a razão de extinção, devido à adição de ruído ASE. Apesar dessas diferenças, será comprovado que a reamplificação e reformatação apresentadas por este regenerador e quantificadas pelo fator Q são superiores à degradação da razão de extinção.

Há melhoras no formato dos níveis "1" e "0" associadas também à diminuição do efeito de dependência do padrão ao se trabalhar na entrada do regenerador com valores de potência otimizados. Como será visto, há uma relação ideal entre as potências do sinal modulado ( $\lambda_1$ ) e sinal CW ( $\lambda_2$ ) que deve ser mantida para diferentes casos de forma a manter no mesmo nível os efeitos da dependência do padrão e a saturação adequada do ganho, obtendo-se maiores valores de melhoria do fator Q.

Como mencionado, a regeneração 2R ocorre simultaneamente com a conversão em comprimento de onda via XGM. Desta forma, os efeitos regenerativos também estão associados à eficiência da conversão em comprimento de onda via XGM. Este efeito não-linear interbandas já foi apresentado no Capítulo 2.

O XGM é a técnica de conversão utilizando SOA mais simples de ser implementada. Na conversão em comprimento de onda via XGM no modo contra-propagante, o sinal modulado em amplitude, de comprimento de onda  $\lambda_1$ , é injetado no amplificador e modula o ganho do SOA devido à sua saturação. Um segundo sinal, de onda contínua, em comprimento de onda  $\lambda_2$ , previamente escolhido, é também injetado no sentido contrário ao sinal modulado no amplificador. Este sinal é então modulado pela variação do ganho do SOA. Dessa maneira, o sinal de saída em  $\lambda_2$  terá a mesma informação que o sinal em  $\lambda_1$ , embora com a fase invertida de  $180^\circ$ . Assim, será necessário após o regenerador 2R e conversor, utilizar-se de meios para desinverter o sinal. Uma dessas maneiras, a mais simples, é por meio de *software*. Sabendo que o sinal chegará invertido, é necessário apenas informar ao receptor para que ele associe um bit "1" na sua entrada ao bit "0" na informação original e vice-versa. Outra forma é ter realmente dispositivos para desinverter o sinal. Um outro SOA é capaz de realizar essa mudança de fase de  $180^\circ$  novamente, porém irá degradar ainda mais a razão de extinção. A utilização de um filtro aproveitando as mudanças na fase provocadas pelo efeito XGM também pode ser utilizada para desinverter o sinal sem degradação na razão de extinção

[86][121], assim como o uso de um interferômetro de atraso [122] ou uso de SOAs *quantum dot* juntamente com filtros estreitos [123].

É válido comentar que os diagramas de olho após o regenerador apresentados nesta tese estão invertidos em fase. Assim, os comentários que se seguirão neste capítulo e os feitos anteriormente sobre a deterioração nos níveis dos bits "0" e "1" se referem a esses níveis no sinal modulado de entrada. Além disso, a melhoria comentada é observada no sinal após o regenerador para os níveis dos bits ao contrário, ou seja, para deterioração no nível "1" do sinal de entrada, a melhoria é observada no nível "0" após o regenerador; e de forma análoga para a deterioração do nível "0" do sinal de entrada.

Para que a conversão via XGM ocorra e para que haja a compressão do ganho responsável pela diminuição do ruído no nível "1" e retirada de *overshoot*, a saturação do ganho do SOA se faz necessária. Para que haja compressão, é necessário que o ganho do SOA esteja muito saturado. Este comportamento pode ser observado na Fig. 4.2.

Na Fig. 4.2(a), está ilustrado o diagrama de olho do sinal modulado em  $\lambda_1$  deteriorado pelo caso "SOA". Este diagrama de olho apresenta *overshoot* causado pela saturação do SOA utilizado para deteriorar o sinal. Na Fig. 4.2(b) está apresentado o diagrama de olho após o regenerador para o mesmo sinal em  $\lambda_1$ . Este sinal de saída foi obtido para um caso de regeneração no qual se obteve uma melhora no fator Q de 1,5. Devido ao sinal de entrada com altos níveis de potência, o SOA polarizado com 300 mA presente no regenerador, apresenta-se com o ganho saturado, não conseguindo manter o nível de ganho para o sinal de entrada. Assim, após o regenerador não há abertura do olho, estando o olho comprimido. Os *overshoots* e *undershoots* apresentados podem estar associados a uma automodulação (*Self-Phase Modulation* - SPM) e/ou variações de fase em torno do filtro estreito. Esses resultados de compressão do diagrama de olho foram observados para outros valores de potência de entrada do sinal modulado. Assim, comprova-se que o SOA presente no regenerador está com o ganho saturado, causando a compressão necessária para que ocorra o efeito regenerativo.

Desta forma, o uso de SOAs com elevados efeitos não-lineares e altos coeficientes de ganho é um fator essencial para se obter a saturação necessária, assim como a ocorrência dos efeitos regenerativos apresentados. O SOA da marca CIP utilizado neste trabalho possui estas características, permitindo obter os resultados aqui apresentados. Porém, nada impede que o uso de outros SOAs com as características comentadas apresente efeitos regenerativos, desde que a relação das potências dos sinais de entrada (modulado e CW) sejam otimizadas especificamente para estes outros SOAs.

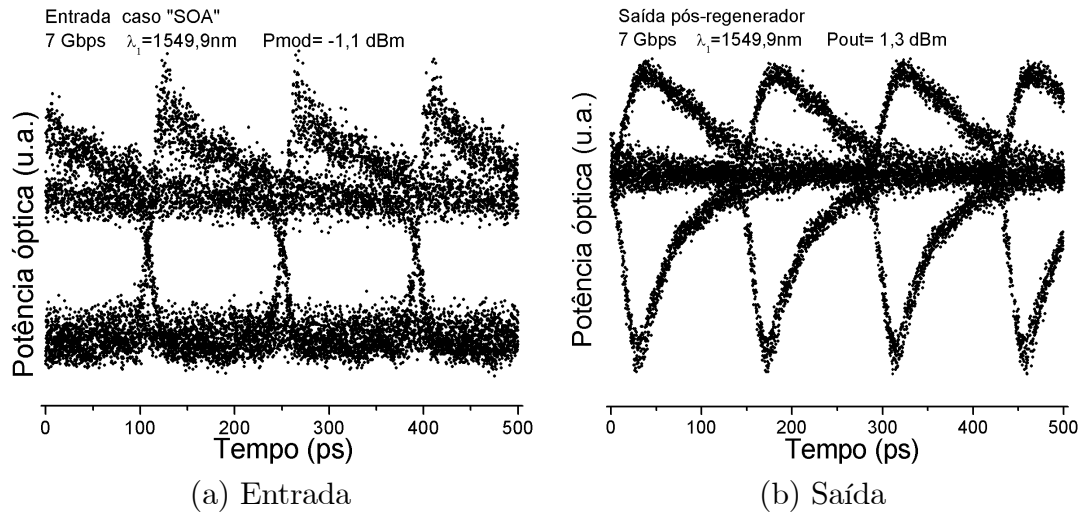


Figura 4.2: (a) Diagrama de olho do sinal modulado de entrada para o caso de deterioração "SOA"; (b) Diagrama de olho do sinal modulado após o regenerador.

## 4.4 Espectros ópticos e relação sinal/ruído

Nesta seção, são apresentados os espectros ópticos dos sinais de entrada e convertido em alguns pontos da montagem experimental da Fig. 4.1. Os espectros apresentados foram obtidos para o caso "SOA", servindo de exemplo, já que para os demais casos, os espectros ópticos são semelhantes. A relação sinal/ruído óptica (OSNR) foi calculada, assim como foi obtido o diagrama de olho para cada ponto em que os espectros foram ilustrados. Os resultados estão ilustrados na Fig. 4.3.

O caso ilustrado na Fig. 4.3 apresenta a conversão de 1550 nm para 1551 nm, com sinal modulado em uma taxa de 7 Gbps NRZ. O item (a) da Fig. 4.3 apresenta o sinal modulado sem deterioração com um diagrama de olho sem distorções, com fator Q igual a 9 e relação sinal/ruído de 55,82 dB. Esse sinal é então injetado em um SOA. Como o sinal apresenta uma potência de entrada de -2 dBm e o SOA está polarizado com 130 mA (que para este SOA é bem acima do limiar), o ganho do SOA satura. Assim, se obtém o diagrama de olho presente na Fig. 4.3(b), apresentando muito ruído nos níveis "1" e "0", assim como *overshoot*. Após o SOA, o fator Q decai para 4,3 e a relação sinal/ruído para 37,65 dB, ou seja, este SOA utilizado apresentou uma figura de ruído de 18,3 dB. Esta alta figura de ruído se deve principalmente à profunda saturação do SOA e a grande quantidade de ruído ASE adicionada ao sinal. Devido a esta grande quantidade de ruído, se faz necessário o uso de um filtro passa banda. Assim, na Fig. 4.3(c), o sinal apresenta-se filtrado, havendo uma pequena melhoria no fator Q para 4,8. Por ser um filtro banda larga, a relação sinal/ruído

não é modificada.

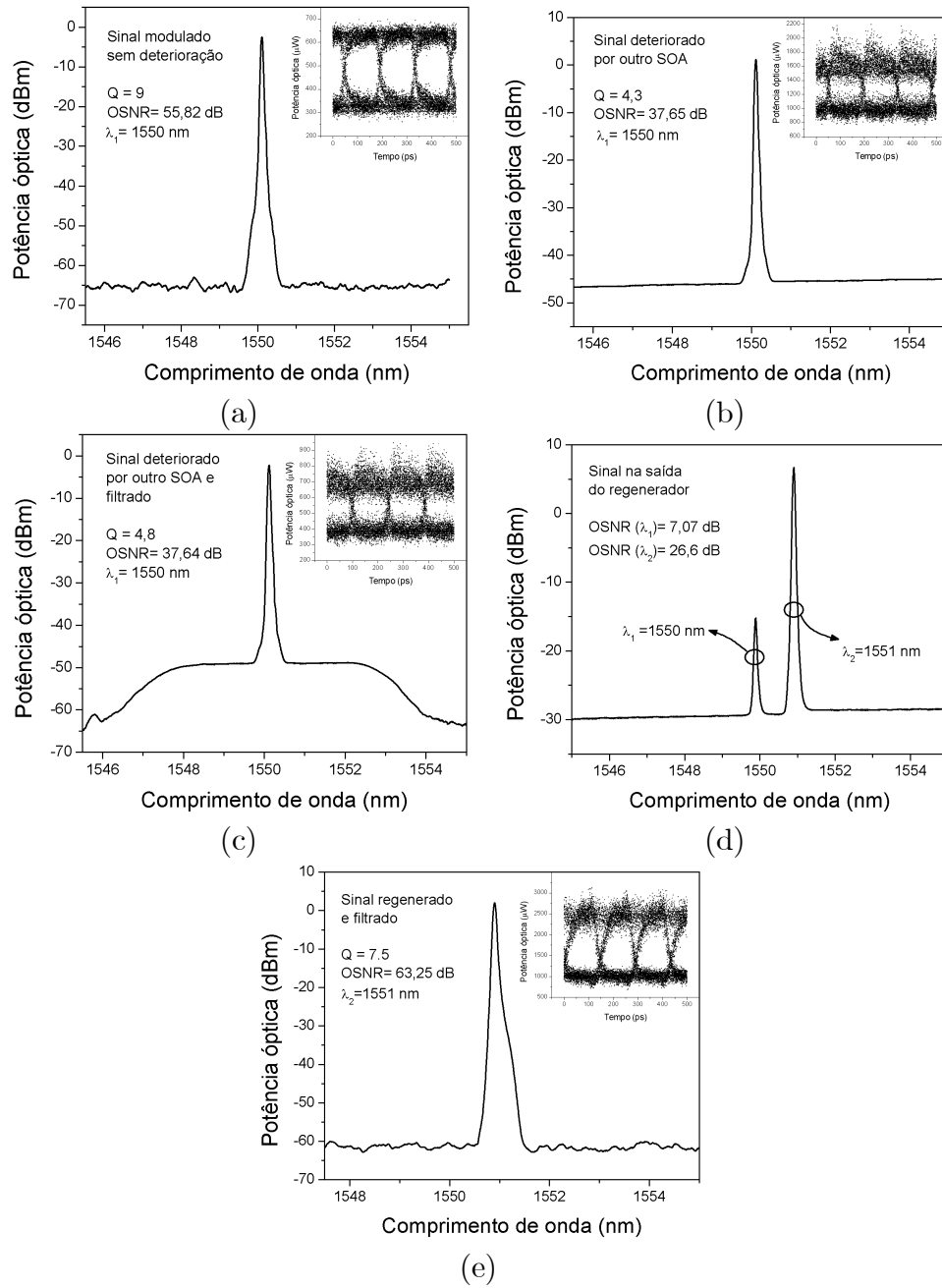


Figura 4.3: Espectros e diagramas de olho para o caso "SOA": (a) sinal modulado sem deterioração; (b) sinal deteriorado por outro SOA; (c) sinal deteriorado por outro SOA e filtrado; (d) sinal na saída do regenerador; (e) sinal regenerado e filtrado

Na Fig. 4.3(d), está apresentado o espectro após o regenerador 2R e conversor. O sinal inicialmente em  $\lambda_1$  ainda está presente, mas com uma relação sinal/ruído de apenas 7 dB. Conforme observado na montagem experimental da Fig. 4.1, o sinal original em  $\lambda_1$  não

deveria estar presente, pois o esquema de conversão é contra-propagante, sendo usado um isolador, que deveria eliminar este sinal original. Entretanto, a presença do sinal original após o regenerador pode ser explicada por possíveis reflexões no próprio SOA do regenerador e no isolador óptico.

O sinal convertido em  $\lambda_2$  apresenta uma relação sinal/ruído de 26,6 dB, ou seja, o SOA utilizado no regenerador apresentou uma figura de ruído de 11 dB. Da mesma forma que o caso do SOA anterior, esta figura de ruído acima dos valores comuns para SOA (7 a 8 dB) se deve à potência de entrada do sinal modulado (-2 dBm) e à potência do sinal CW (-6 dBm), assim como à alta corrente de polarização (300 mA), as quais causam a saturação do ganho do SOA e a adição de uma grande quantidade de ruído ASE. Neste item, observa-se que não há ilustração do diagrama de olho. Isso ocorre porque o nível de potência era muito alto (7 dBm), e o nível "1" do diagrama de olho estava no limite da escala do osciloscópio, o que não permitiu a extração dos pontos pelo *software* LabView via porta GPIB. Apesar disso, foi possível observar no osciloscópio que o diagrama de olho apresentou diminuição no ruído dos níveis "1" e "0" e que o *overshoot* inicial foi retirado. Essas melhorias foram quantificadas pelo aumento do fator Q para 7,2, comprovando que o sinal original em  $\lambda_1$  ainda presente, não degrada a regeneração.

Por último, no item (e) da Fig. 4.3, está ilustrado apenas o sinal  $\lambda_2$  convertido e regenerado após um filtro de banda estreita. Observa-se que o filtro permitiu uma melhoria na relação sinal/ruído, obtendo-se um valor de 63,25 dB. O diagrama de olho observado neste item apresenta as melhorias já comentadas no item anterior, ressaltando a retirada do *overshoot* e a diminuição no ruído principalmente no nível "0" do sinal convertido. Estas melhorias, aumentaram o valor do fator Q para 7,5. Calculando-se a partir do sinal de entrada do regenerador, houve uma melhora no fator Q de 2,7.

Para o estudo apresentado nesta seção e na Fig. 4.3, os resultados após o regenerador não foram atenuados. Isso foi feito para permitir a observação do desempenho do regenerador como um todo, analisando a reamplificação e a reformatação.

O cálculo da relação sinal/ruído foi realizado seguindo notas de aplicação divulgadas pela Agilent para o uso do analisador de espectro óptico utilizado. Portanto, os espectros apresentados na Fig. 4.3 são apenas ilustrativos, pois para o cálculo correto da relação sinal/ruído é necessário se trabalhar com uma maior resolução e menor *span* no analisador de espectro óptico.

Os espectros e o estudo da relação sinal/ruído foram apresentados apenas para o caso "SOA", porém os resultados para os demais casos são semelhantes. Os espectros dos demais casos se apresentam da mesma forma, com diferenças apenas nos valores de potência óptica.

Já com relação ao cálculo da relação sinal/ruído, os valores obtidos para os demais casos são bem próximos, com variações devido principalmente às potências dos sinais utilizados, à corrente de polarização dos SOAs e ao laser de bombeio dos EDFAs. Para esta análise da deterioração do sinal regenerado causada pela adição de ruído ASE, foi feito um estudo da degradação da razão de extinção que será apresentado mais adiante. Este estudo permite se ter uma idéia de como o ruído deteriora o sinal para os diferentes casos, podendo-se associar estes resultados à deterioração da relação sinal/ruído. Assim, é possível ter uma noção do comportamento da relação sinal/ruído para os demais casos não apresentados nesta seção.

## 4.5 Reamplificação

O regenerador apresentado nesta tese é um regenerador 2R que realiza reamplificação e reformatação do bit. Assim, a primeira melhoria causada por este regenerador é a reamplificação do sinal, a qual será abordada nesta seção. É apresentado o caso "SOA" para ilustrar o ganho proporcionado pelo regenerador 2R desta tese. Foi utilizada a conversão de 1550 nm ( $\lambda_1$ ) para 1551 nm ( $\lambda_2$ ), com uma taxa de 10,3 Gbps NRZ. O ganho foi calculado como a diferença entre a potência do sinal de saída do regenerador em  $\lambda_2$  e a potência do sinal modulado de entrada no regenerador em  $\lambda_1$ . Os resultados estão apresentados na Fig. 4.4.

Na Fig. 4.4(a), está ilustrado o ganho versus a potência do sinal CW em  $\lambda_2$ . Nota-se que há um aumento do ganho com o aumento da potência do sinal CW: isso ocorre porque o sinal de saída está em  $\lambda_2$ . Assim, aumentado-se a potência do sinal CW, aumenta-se a potência do sinal de saída em  $\lambda_2$ . Como o ganho está calculado em função da potência do sinal modulado, que para cada curva apresentada está fixa, este ganho aumenta linearmente com a potência do sinal CW. Observa-se também uma diminuição do ganho com o aumento da potência do sinal modulado, apresentando maiores valores de ganho para o caso da potência do sinal modulado em -7,5 dBm. Esse comportamento está ilustrado na Fig. 4.4(b), na qual nota-se a diminuição do ganho com o aumento da potência do sinal modulado, estando este resultado relacionado exatamente com a saturação do SOA utilizado como regenerador. Nas Fig. 4.4 (a) e (b), também estão ilustrados alguns valores de melhoria do fator Q, representado por  $\Delta Q$ , apenas para ilustrar a dependência deste parâmetro com a relação entre as potências, a qual será melhor abordada em uma futura seção. O  $\Delta Q$  é definido como a diferença entre o fator Q do sinal convertido em  $\lambda_2$  e o fator Q do sinal de entrada em  $\lambda_1$ .

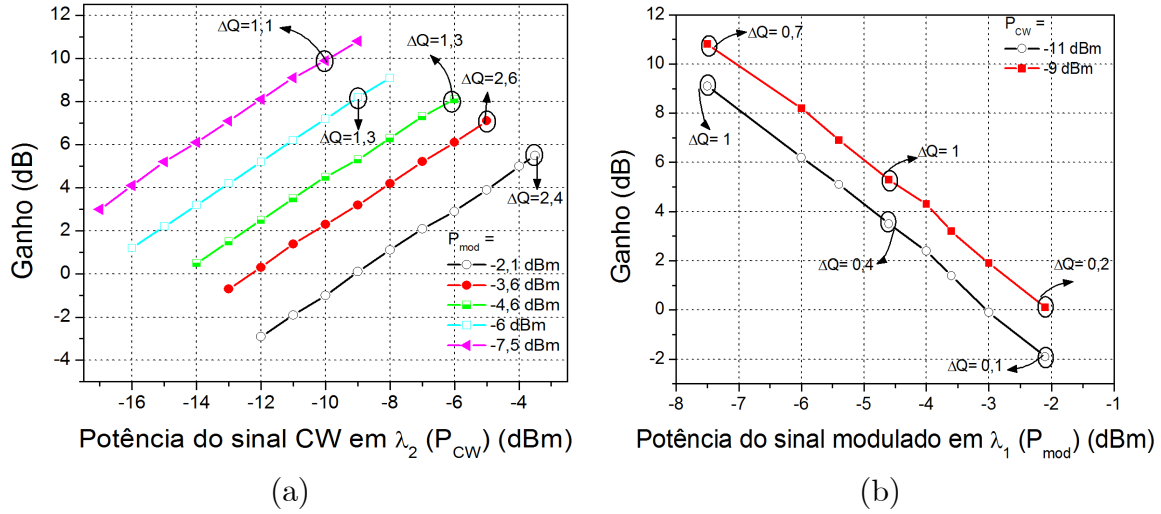


Figura 4.4: Estudo do ganho do regenerador para o caso "SOA" com conversão de 1550 para 1551 nm: (a) Ganho versus potência do sinal CW para diferentes valores de potência do sinal modulado de entrada; (b) Ganho versus potência do sinal modulado de entrada para diferentes valores de potência do sinal CW.

Para os casos ilustrados, o regenerador apresentou um ganho variando de -3 a 11 dB, sendo observado que os maiores valores de melhoria do fator Q ocorreram na maioria dos casos para os maiores valores de ganho. Assim, fica claro que o regenerador é capaz de reamplificar o sinal, apresentando ganho de até 12 dB (não ilustrado), juntamente com reformatação do bit, quantificada pela melhoria no fator Q.

Esses resultados de ganho apresentados são próprios do SOA e estão associados às potências do sinal modulado e do sinal CW de entrada no SOA. Desta forma, se forem utilizadas as mesmas potências dos sinais de entrada no SOA usadas nas Fig. 4.4(a) e (b) para os outros casos de deterioração, os resultados serão similares aos apresentados nesta seção.

## 4.6 Diagramas de olho

Os diagramas de olho obtidos a partir do osciloscópio óptico utilizado permitem observar as melhorias proporcionadas pelo regenerador 2R e conversor. Desta forma, nesta seção, são apresentados alguns diagramas de olho dos diferentes casos de deterioração para que se possa ilustrar essas melhorias. Para obtenção dos diagramas de olho apresentados, foi realizada a conversão de 1550 nm ( $\lambda_1$ ) para 1551 nm ( $\lambda_2$ ) (*up-conversion*). Conforme visto no Capítulo 2, esse tipo de conversão causa uma maior degradação da razão de extinção, porém também ocasiona uma maior saturação do SOA, o que contribui para uma melhor regeneração do sinal degradado. Por isso, todos os diagramas apresentados nesta seção, assim como a maioria dos



resultados presentes neste capítulo são de *up-conversion*. É válido ressaltar também que os diagramas de olho de saída estão invertidos em fase de  $180^\circ$  em relação aos do sinal de entrada.

Inicialmente, na Fig. 4.5, estão ilustrados diagramas de olho de entrada e saída do regenerador e seus respectivos valores do fator Q para a taxa de 10,3 Gbps NRZ. Para obtenção dos diagramas apresentados na Fig. 4.5, o sinal de saída do regenerador não foi atenuado para o mesmo nível de potência do sinal modulado de entrada. Desta forma, os diagramas ilustrados estão analisando o regenerador com os seus dois efeitos de regeneração: reamplificação e reformatação. Pelo fato de o sinal de saída estar amplificado, foi considerada uma unidade arbitrária para a potência óptica para permitir a comparação nas mesmas proporções entre os diagramas de olho de entrada e saída.

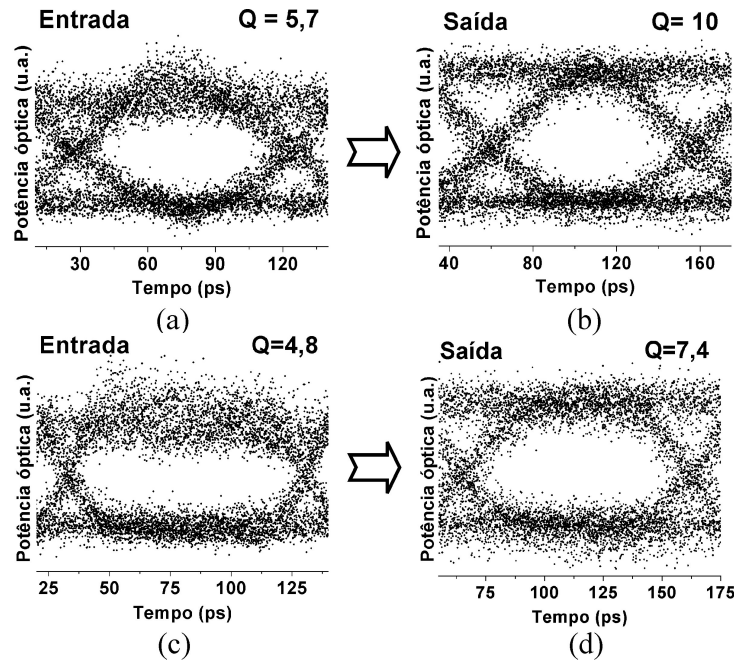


Figura 4.5: Diagramas de olho (NRZ - 10,3 Gbps) - Caso "ENLACE+SOA": (a) sinal de entrada com  $Q=5,7$ ; (b) sinal de saída do regenerador com  $Q=10$ . Caso "SOA": (c) sinal de entrada com  $Q=4,8$ ; (d) sinal de saída do regenerador com  $Q=7,4$ .

Dois casos são estudados. O primeiro é o caso "ENLACE+SOA" com uma qualidade média do sinal de entrada (Fig. 4.5(a)),  $Q=5,7$ , apresentando intensa distorção no pulso devido à dispersão intrínseca causada pelo enlace de 18 km de fibras. A dispersão pode ser observada pelo formato triangular do pulso. Na Fig. 4.5(b), observa-se o sinal de saída regenerado, apresentando uma maior abertura do olho, assim como redução do *overshoot* presente no nível "1" em  $\lambda_1$  e diminuição da variância nos níveis "1" e "0" associada ao

ruído. Essas melhorias são quantificadas pelo aumento do fator  $Q$  para 10.

O segundo caso é o "SOA". No exemplo ilustrado na Fig. 4.5(c), o diagrama de olho apresenta uma baixa qualidade,  $Q=4,8$ , devido aos efeitos de dependência do padrão, ao *overshoot* e à grande quantidade de ruído adicionada pelo SOA InPhenix aos níveis "1" e "0". Da mesma forma que o caso anterior, observa-se na Fig. 4.5(d) uma melhoria na abertura do olho, assim como uma redução do *overshoot* observada pela pequena variância do nível "0" do sinal regenerado. Os níveis "1" e "0" do sinal regenerado apresentam menor largura (redução da variância) se comparados aos níveis invertidos do sinal de entrada. Essas melhorias são demonstradas pelo aumento do fator  $Q$  para o valor de 7,4.

Na Fig. 4.6, são apresentados diagramas de olho para taxa de 7 Gbps NRZ para os mesmos casos mencionados na Fig. 4.5. Uma diferença importante é que na Fig. 4.6, o sinal de saída é atenuado para se obter o mesmo nível de potência do sinal modulado de entrada. Desta forma, pode-se usar a unidade de  $\mu W$  para potência óptica. Este estudo com a atenuação do sinal de saída do regenerador analisa apenas a melhoria proporcionada pela reformatação do bit. Além disso, é desta forma que se calcula a BER, parâmetro importante que será apresentado em uma seção mais adiante.

Apesar da atenuação do sinal de saída do regenerador na Fig. 4.6, o comportamento é semelhante ao comentado para o caso da Fig. 4.5. No caso "ENLACE+SOA", as formas de deterioração presentes no sinal de entrada (Fig. 4.6(a)) são as mesmas da figura anterior, assim como a melhoria observada no sinal de saída (Fig. 4.6(b)). Essas semelhanças são quantificadas pelo fator  $Q$  de 5,8 e 8,1 para o sinal de entrada e saída, respectivamente. Observa-se uma diminuição na melhoria do fator  $Q$  se comparada ao resultado da Fig. 4.5(a) e (b). Este resultado está relacionado ao fato de o sinal de saída estar atenuado, bem como, por se tratar de um outro caso analisado, no qual as potências do sinal modulado e do sinal CW são diferentes do caso da Fig. 4.5. O objetivo da ilustração dos diagramas de olho aqui apresentados é de se observar a melhoria proporcionada pelo regenerador, comparando o sinal de entrada e saída de cada caso, e não para realizar comparações entre os diferentes casos, nos quais diferentes parâmetros são considerados.

Na Fig. 4.6(c), é apresentado o caso "SOA". O sinal de entrada apresenta um *overshoot* bem mais acentuado, assim como, deterioração causada pela dependência do padrão e ruído adicionado pelo SOA InPhenix. O sinal de saída se apresenta sem *overshoot* e com os níveis "1" e "0" com menor variância. Observa-se menor variância para o nível "0" do sinal regenerado. As melhorias são quantificadas pelo aumento do fator  $Q$  de 4,6 para 7.

Dando continuidade aos demais casos de deterioração, a Fig. 4.7 ilustra os casos "ENLACE+EDFA" e "EDFA". Estes diagramas foram obtidos para uma taxa de 7 Gbps NRZ.

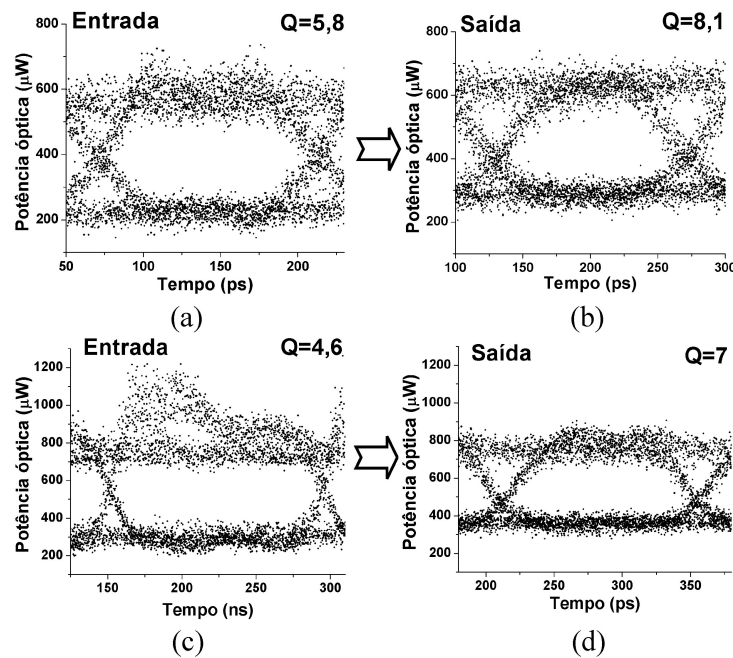


Figura 4.6: Diagramas de olho (NRZ - 7 Gbps) - Caso "ENLACE+SOA": (a) sinal de entrada com  $Q=5,8$ ; (b) sinal de saída do regenerador com  $Q=8,1$ . Caso "SOA": (c) sinal de entrada com  $Q=4,6$ ; (d) sinal de saída do regenerador com  $Q=7$ .

Além disso, o sinal de saída foi atenuado para o nível de potência do sinal modulado de entrada. Para o caso "ENLACE+EDFA", o sinal de entrada ilustrado na Fig. 4.7 (a) apresenta uma grande quantidade de ruído ASE adicionado pelo EDFA e uma deterioração causada pela dispersão do enlace de fibras. Os níveis "1" e "0" do sinal de entrada possuem uma grande largura, ou seja, uma elevada variância. No sinal de saída (Fig. 4.7(b)), é nítido o aumento da abertura do olho, causada, principalmente, pela diminuição do ruído presente nos níveis "1" e "0", visualizada pela redução da variância nestes níveis. Há uma maior redução do ruído para o nível "0" do sinal regenerado. O fator  $Q$  aumentou de 4,5 para 6,2.

Na Fig. 4.7(c), está ilustrado o caso "EDFA". Observa-se uma grande quantidade de ruído ASE deteriorando o sinal, com uma pequena abertura do olho. Essa grande deterioração apresentada pelo sinal de entrada é quantificada pelo baixo valor do fator  $Q$  de 3,3. Na Fig. 4.7(d), nota-se a melhoria proporcionada pelo regenerador 2R e conversor. Devido à saturação do SOA utilizado no regenerador, o ruído é reduzido tanto no nível "1" como no nível "0". Neste último, observa-se uma menor variância. Com a redução do ruído, a abertura do olho aumenta, assim como o fator  $Q$  para 7,1.

O último caso ilustrado é o "SOA+ENLACE+EDFA". Para este último caso, também é utilizada uma taxa de 7 Gbps NRZ, bem como sinal de saída atenuado. A Fig. 4.8(a) ilustra

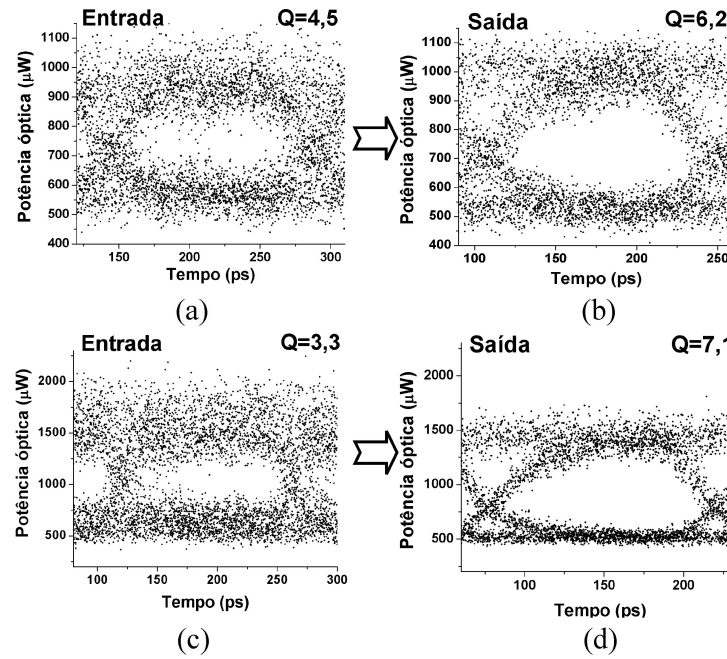


Figura 4.7: Diagramas de olho (NRZ - 7 Gbps) - Caso "ENLACE+EDFA": (a) sinal de entrada com  $Q=4,5$ ; (b) sinal de saída do regenerador com  $Q=6,2$ . Caso "EDFA": (c) sinal de entrada com  $Q=3,3$ ; (d) sinal de saída do regenerador com  $Q=7,1$ .

o sinal de entrada que apresenta um elevado *overshoot* causado pelo SOA InPhenix utilizado para deteriorar o sinal. Além disso, o sinal de entrada apresenta grande variância nos níveis "1" e "0" causada pela adição de ruído ASE pelo SOA e pelo EDFA. O sinal de entrada também apresenta um alargamento do bit causado pela dispersão intrínseca do enlace de fibras. O sinal de saída ilustrado na Fig. 4.8(b), apresenta uma redução do ruído nos níveis "1" e "0". O *overshoot* foi eliminado, bem como flutuações mais intensas presentes no nível "1". Porém, observa-se o sinal, com menor diferença entre os níveis "1" e "0", ou seja, menor razão de extinção. A melhoria observada no fator  $Q$  foi de 5,3 para 8,6.

Nos diagramas de olho apresentados anteriormente, observam-se mudanças na taxa utilizada. Isso se deve à disponibilidade de equipamento, pois para se trabalhar com um gerador acima de 7 Gbps, foi necessário o empréstimo de equipamento junto ao Laboratório do Prof. Hugo Fragnito (Instituto de Física - Unicamp). Assim, para algumas medições foi possível utilizar taxas superiores a 7 Gbps, porém para as demais medições, a caracterização foi limitada a 7 Gbps.

Na maioria dos diagramas de olho apresentados, ao comparar os do sinal de saída com os de entrada, pode ser observada uma redução no ponto de cruzamento entre os níveis dos bits "0" e "1". Esta redução se faz mais acentuada nos casos em que o sinal de saída é

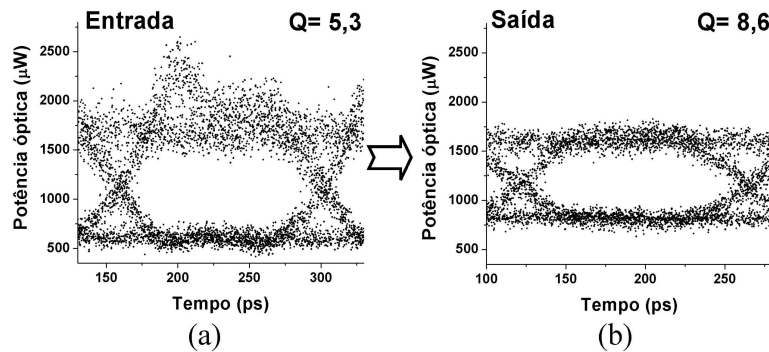


Figura 4.8: Diagramas de olho (NRZ - 7 Gbps) - Caso "SOA+ENLACE+EDFA": (a) sinal de entrada com  $Q=5,3$ ; (b) sinal de saída do regenerador com  $Q=8,6$ .

atenuado. A deterioração na razão de extinção é o principal motivo desta redução do ponto de cruzamento. Um outro motivo é o tempo de recuperação do ganho do SOA. O tempo de subida para o bit "1" do sinal convertido após o regenerador é mais lento do que o tempo de descida, desta forma, diminuindo o nível do ponto de cruzamento.

A caracterização feita para o regenerador 2R e conversor também foi realizada para modulação do tipo RZ (*Return to Zero*). A Fig. 4.9 apresenta os diagramas de olho para a modulação R1 que corresponde ao inverso do RZ. Foi realizada conversão de 1550 para 1551 nm, sem atenuação do sinal de saída do regenerador.

A Fig. 4.9(a) ilustra o sinal de entrada para o caso "ENLACE+SOA". O sinal de entrada ilustrado é obtido após um enlace de fibras, por isso, o formato triangular dos pulsos. Nota-se na Fig. 4.9(b) uma diminuição na variância do nível "1" do sinal de entrada ao se observar o nível "0" do sinal de saída. Utilizando a variância dos níveis "1" e "0" foi realizada uma estimativa da regeneração proporcionada (Eq. 2.59), analisando-se o aumento da abertura do olho. Para este caso de deterioração foi obtida uma melhoria de 51%.

O caso "SOA" está ilustrado na Fig. 4.9(c), apresentando pulsos com formatos mais próximo do retangular e maior quantidade de ruído no nível "1". O sinal de saída (Fig. 4.9(d)) apresenta pulsos mais estreitos devido ao tempo de resposta do ganho do SOA. Além disso, há diminuição na variância do nível "1". Da mesma forma que para o caso anterior, foi calculada uma estimativa de melhoria da abertura do olho, obtendo-se o valor de 44%.

Esses resultados comprovam que o regenerador 2R e conversor apresentado nesta tese também é capaz de regenerar sinais com modulação RZ. Porém, devido ao sinal com modulação NRZ ser mais complexo para se obter regeneração, os resultados apresentados neste capítulo envolvem apenas esse tipo de modulação. Além disso, o fator  $Q$  utilizado para quantificar a regeneração causada pelo dispositivo em estudo somente é fornecido diretamente pelo

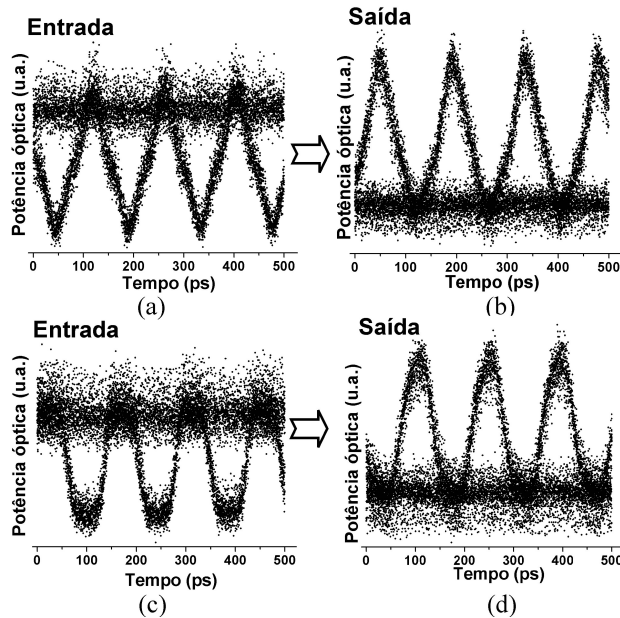


Figura 4.9: Diagramas de olho (R1 - 7 Gbps) - Caso "ENLACE+SOA": (a) sinal de entrada; (b) sinal de saída do regenerador. Caso "SOA": (c) sinal de entrada; (d) sinal de saída do regenerador.

osciloscópio para o caso de PRBS com modulação NRZ.

## 4.7 Eliminação do *overshoot*

A eliminação do *overshoot* já apresentada para os casos em que um outro SOA foi utilizado na amplificação do sinal modulado de entrada merece uma atenção especial, já que nesta tese foi apresentada uma outra forma de geração deste tipo de deterioração do sinal óptico. De fato, como visto no Capítulo 3, a técnica PISIC proposta para aumentar a velocidade de chaveamento eletro-óptico baseado em SOA, adiciona *overshoot* ao sinal. Esse *overshoot* adicionado ao sinal foi comprovado tanto experimentalmente quanto por meio de simulações. Os níveis de *overshoot* obtidos nas simulações variaram com as diversas modificações de parâmetros estudadas. Assim, a eliminação do *overshoot*, após o chaveamento se faz necessária.

Como observado, o *overshoot* presente nos casos em que se utiliza o SOA InPhenix (deterioração do sinal) é eliminado pelo regenerador 2R e conversor aqui apresentado. A Fig. 4.10(a) ilustra um diagrama de olho para o caso "SOA" com um *overshoot* de 75%, calculado da forma mencionada no capítulo anterior. Observa-se no sinal de saída (Fig. 4.10(b)), a eliminação total do *overshoot*. Essa eliminação ocorre devido aos efeitos de saturação já comentados em que o SOA não consegue mais manter o nível de ganho para estes altos valores

de potência presentes no *overshoot*, e desta forma, não o transferindo para o sinal CW. Assim, acredita-se que a eliminação do *overshoot* não apresente limitações com relação aos níveis de *overshoot*, já que o importante para que ocorra esta eliminação é a saturação do SOA. A única possível limitação é a do nível de potência do sinal conjuntamente com *overshoot* que não deve ser muito alta para não danificar o SOA.

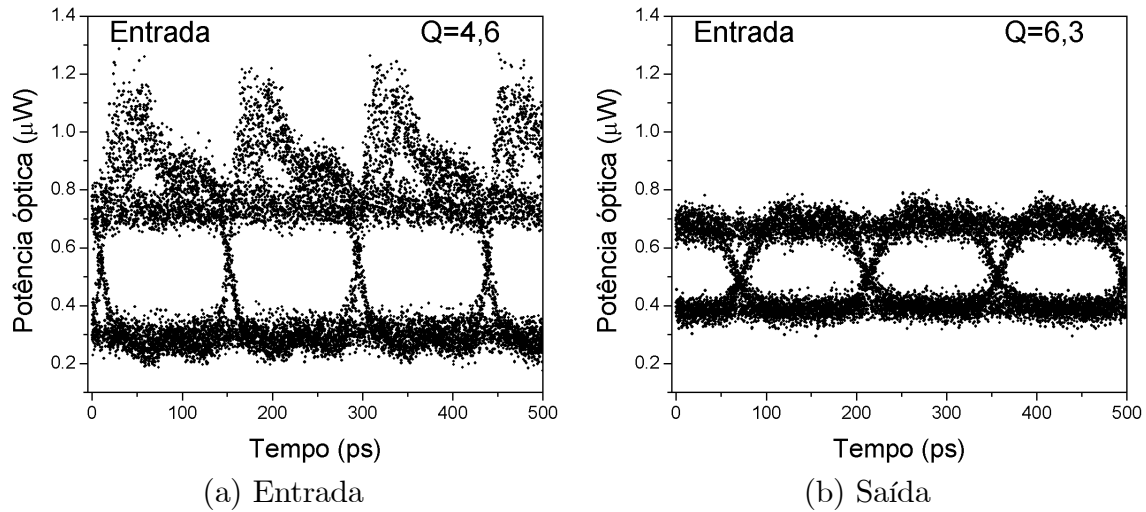


Figura 4.10: Análise da eliminação do overshoot: (a) Diagrama de olho do sinal modulado de entrada para o caso de deterioração "SOA"; (b) Diagrama de olho do sinal modulado após o regenerador.

Desta forma, o regenerador 2R e conversor apresentado nesta tese apresenta-se como uma possível solução para se eliminar o *overshoot* presente no sinal após o chaveamento eletro-óptico utilizando a técnica PISIC. Embora apresente eliminação do *overshoot*, o sinal após o regenerador apresentará deterioração da razão de extinção conforme será visto em futuras seções. Assim, é necessário analisar se a eliminação do *overshoot* compensa a deterioração da razão de extinção.

## 4.8 Polarização óptica

O estudo da influência da polarização óptica do sinal de entrada modulado ( $\lambda_1$ ) na capacidade regenerativa e na conversão em comprimento de onda é importante, já que a polarização óptica é um fator imprevisível em sistemas reais e um controle de polarização automático pode ser extremamente caro. O SOA CIP utilizado no regenerador apresenta uma variação no ganho devido à influência da polarização inferior a 1 dB. Para comprovar este valor, foram realizados estudos da influência da polarização no desempenho do regenerador 2R e conversor.

Por meio do ajuste do controle de polarização, diferentes ângulos de polarização do sinal de entrada foram obtidos para se analisar a variação do fator Q e do ganho. A Fig. 4.11 apresenta os diagramas de olho para os diferentes ângulos de polarização de entrada para o caso de deterioração "SOA". O sinal de entrada muda pouco para cada ângulo de polarização. Desta forma, o diagrama de olho apresentado como entrada está representando todos os diagramas de olho de entrada. Os diagramas que se seguem no tempo estão ilustrando a variação observada no sinal de saída para alguns ângulos de polarização do sinal de entrada. Observa-se que para todos os sinais de saída, a regeneração está presente, com a eliminação do *overshoot* do sinal de entrada e a redução do ruído presente nos níveis "1" e "0". Além disso, observa-se que foi realizada a atenuação do sinal de saída para o nível de potência do sinal modulado de entrada.

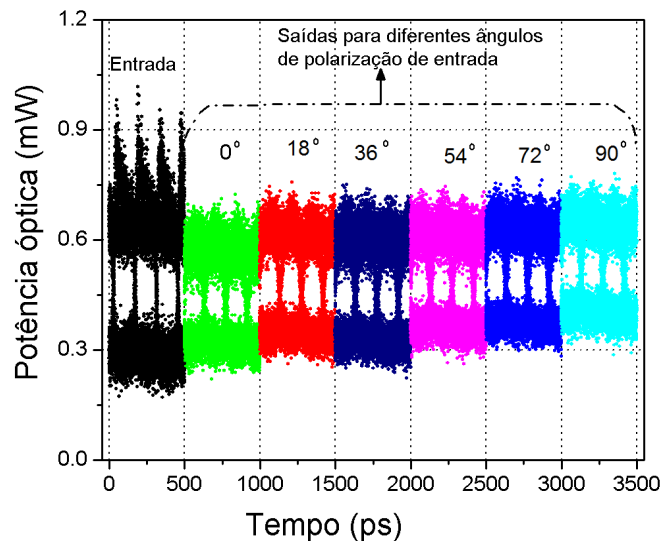


Figura 4.11: Diagrama de olho para diferentes ângulos de polarização do sinal de entrada para o caso de deterioração "SOA".

Observando os diagramas de olho para os diferentes ângulos de polarização do sinal de entrada, nota-se variação na potência e nos efeitos regenerativos. Estas variações podem ser mais bem observadas na Fig. 4.12(a), na qual se observa o ganho variando de 0,6 a 1,5 dB, ou seja, a máxima variação do ganho proporcionada pela variação da polarização do sinal de entrada é de 0,9 dB. Além disso, foi observado que, para este caso em estudo, a melhoria do fator Q variou de 0,7 a 1,9. De forma semelhante, foi feito o estudo para o caso "ENLACE+SOA", obtendo-se os resultados apresentados na Fig. 4.12(b). Neste caso, foi obtida uma variação de ganho de 0,9 dB e de melhoria do fator Q de 0,9.

O regenerador apresentado possui pequena dependência com a polarização do sinal de



entrada, fato este comprovado pelos resultados das Fig. 4.12(a) e (b), com variação de ganho inferior a 1 dB. Esse comportamento se deve ao uso de um SOA com baixa dependência da polarização (PDG < 1 dB). Assim, o regenerador 2R e conversor apresentado nesta tese possui essa vantagem de pouca dependência da polarização do sinal de entrada, o que é muito importante para sistemas reais, no qual o controle da polarização é tarefa difícil.

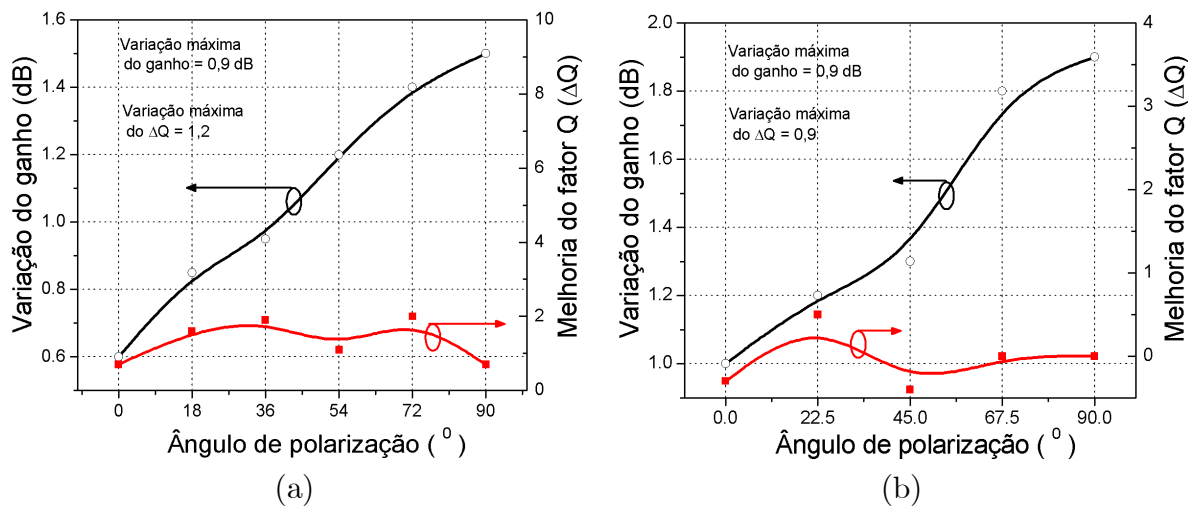


Figura 4.12: Variação do ganho e da melhoria do fator Q em função dos diferentes ângulos de polarização para os casos: (a) "SOA" e (b) "ENLACE+SOA".

## 4.9 Potência óptica de entrada: sinal modulado e sinal CW

Os níveis de potência do sinal modulado ( $\lambda_1$ ) e do sinal CW ( $\lambda_2$ ) são importantes para obtenção da saturação do ganho do SOA utilizado no regenerador. A saturação é necessária para a regeneração e conversão via XGM. A relação otimizada entre esses níveis de potência foi o que permitiu a obtenção dos efeitos regenerativos, pois para valores não otimizados desta relação, apenas a conversão ocorre, sem a regeneração, apresentando valores de  $\Delta Q$  negativos. Além disso, os níveis de potência desses sinais de entrada influenciam o nível de potência do sinal de saída e a qualidade do sinal de entrada. Foi realizado um estudo da melhoria do fator Q para diferentes combinações de níveis de potência dos sinais modulado e CW, para os diferentes casos de deterioração. Para os casos apresentados nesta seção, foram realizadas conversões de 1550 para 1551 nm, em uma taxa de 7 Gbps NRZ, com atenuação da potência de saída para o nível da potência do sinal modulado de entrada.

Na Fig. 4.13(a) está ilustrado o caso "SOA". Nota-se que há um crescimento da melhoria do fator Q com o aumento da potência do sinal CW, havendo um valor máximo de  $\Delta Q$

para um valor da potência do sinal CW superior de 2 a 3 dB em relação à potência do sinal modulado de entrada. Após esse máximo, há uma diminuição do  $\Delta Q$  com o aumento da potência do sinal CW. Para o caso da potência do sinal modulado de -9 dBm, há um comportamento diferente com dois picos de valores de  $\Delta Q$ , ocorrendo esses picos para valores de potência do sinal CW igual ou superior de 1 dB em relação à potência do sinal modulado. Porém, o decréscimo após esses picos é mantido.

Considerando os casos de potência do sinal modulado de -6,7 dBm e -7,6 dBm, pode-se entender melhor a relação entre as potências e a melhoria do fator Q. Nestes casos, para níveis de potência do sinal CW inferiores ao do sinal modulado de entrada, o SOA não atinge a saturação desejada para se obter maior eficiência na conversão e efeitos regenerativos. Desta forma, não há os maiores valores de  $\Delta Q$ . Porém, para valores superiores de 2 a 3 dB para a potência do sinal CW, a saturação ideal é atingida. Além disso, o nível de potência do sinal de saída em  $\lambda_2$  passa a ser mais influenciado por essa potência do sinal CW. A partir deste valor de potência CW, a saturação do ganho do SOA passa a ser muito intensa, devido à grande quantidade de potência injetada neste dispositivo, não apresentando eficiência na conversão XGM, observando-se uma diminuição do  $\Delta Q$ .

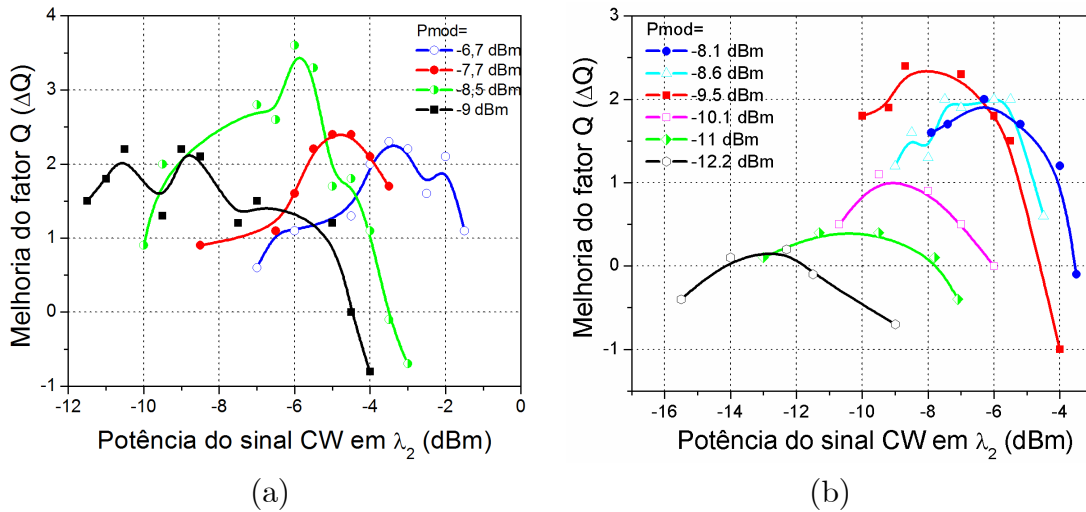


Figura 4.13: Melhoria do fator Q versus a potência óptica de entrada (modulada e CW) para os casos de deterioração: (a) caso "SOA" e (b) caso "ENLACE+SOA".

O outro fator que influencia o comportamento dessas curvas é a qualidade do sinal de entrada que depende da potência do sinal modulado. Por exemplo, a curva relacionada à potência do sinal modulado de -9 dBm apresenta um comportamento diferente e menores valores de  $\Delta Q$ . Isto ocorre por apresentar um maior valor inicial do fator  $Q=6$ , em relação aos outros casos que variam de 4,2 a 5. Apesar de possuir o menor valor de potência, esta curva apresenta o maior fator Q, justamente por estar o sinal sujeito a uma menor amplificação do

SOA InPhenix, adicionando uma menor quantidade de ruído e menor *overshoot*. Assim, por apresentar um maior valor do fator Q de entrada, a melhoria apresentada no  $\Delta Q$  é menor.

Uma melhoria de até 3,3 no fator Q foi observada para uma potência total de entrada ( $P_{mod}+P_{cw}$ ) de -9,3 dBm. Além disso, foram obtidas melhorias no fator Q para valores de potência de entrada de -15,8 dBm a -1,68 dBm.

O caso "ENLACE+SOA" está ilustrado na Fig. 4.13(b). Observa-se comportamento semelhante ao mencionado para o caso "SOA", com a presença de máximos de  $\Delta Q$ , para níveis de potência do sinal CW superior de 1 a 2,5 dB em relação à potência do sinal modulado de entrada. A justificativa para o comportamento é a mesma, estando associado à saturação do ganho do SOA. Para esse caso, foram obtidos menores valores de  $\Delta Q$ . Porém, observaram-se melhorias no fator Q para valores de potência total de entrada de -19 dBm a -6 dBm. Por haver atenuação do enlace, os valores de potência do sinal modulado puderam ser estendidos até valores mais baixos de potência (-12,2 dBm).

Na Fig. 4.14(a) (caso "EDFA") está ilustrada a melhoria do fator Q em função da potência do sinal CW para três casos de potência do sinal modulado de entrada. Observa-se comportamento semelhante, porém com menor variação do  $\Delta Q$ , já que a escala está representada de 3,2 a 4,8. Além disso, nota-se um comportamento mais oscilatório entre mínimos e máximos de  $\Delta Q$ . Esse comportamento pode ser em parte justificado pela escala utilizada, já que essas variações entre mínimos e máximos, na verdade são de apenas 0,2 a 0,4. Outro motivo pode ser imprecisões no momento de se obter o valor do fator Q diretamente do osciloscópio.

Os máximos de  $\Delta Q$  ocorreram para valores de potência do sinal CW inferiores de 0,8 a 3,6 dB em relação aos valores da potência do sinal modulado de entrada. Isso ocorre porque os níveis de potência do sinal modulado já apresentam elevados valores e, assim, a potência do sinal CW não pode assumir maiores valores, pois ocorrerá maior saturação do ganho do SOA, com consequente diminuição de  $\Delta Q$ . Para este caso, foram obtidas melhorias no fator Q para valores de potência total de entrada de -5,8 dBm até 2 dBm, com um valor máximo de  $\Delta Q$  de 4,8.

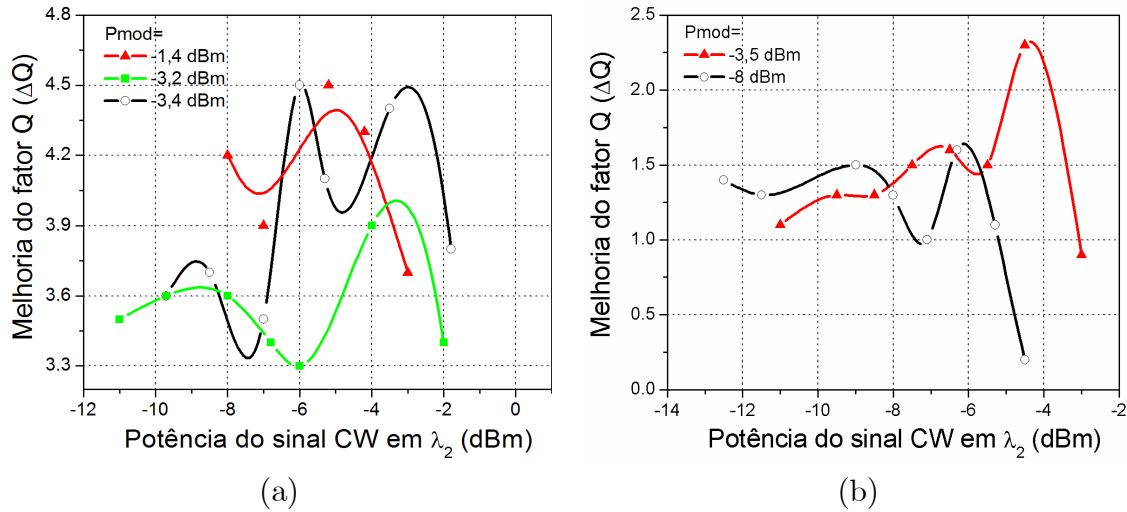


Figura 4.14: Melhoria do fator Q versus a potência óptica de entrada (modulada e CW) para os casos de deterioração: (a) caso "EDFA" e (b) caso "ENLACE+EDFA".

O caso "ENLACE+EDFA" está ilustrado na Fig. 4.14(b), apresentando menores valores de potência do sinal modulado de entrada ao se comparar com o caso anterior. Isso ocorre devido à atenuação causada pelo enlace de fibras. Estas curvas também apresentam certas oscilações, justificada por imprecisões. Porém, ao se desconsiderar os mínimos de  $\Delta Q$  presentes, o comportamento se assemelha aos já observados anteriormente. Os máximos de  $\Delta Q$  são observados com comportamento diferente para os dois valores de potência do sinal modulado de entrada. Para o caso de -3,5 dBm, o máximo de  $\Delta Q$  ocorre para o valor de potência CW de -4,5 dBm. Porém, para o caso de potência do sinal modulado de entrada de -8 dBm, observa-se o máximo de  $\Delta Q$  para valores de potência do sinal CW de -6 dBm. Esses resultados também estão relacionados à saturação do ganho do SOA. Obteve-se melhorias no fator Q para valores de potência total de entrada de -15,6 dBm a -1,1 dBm, com valor máximo de  $\Delta Q$  de 2,3.

O último caso de deterioração ("SOA+ENLACE+EDFA") está apresentado na Fig. 4.15. Nota-se um comportamento semelhante aos demais, com um aumento do  $\Delta Q$  com a potência do sinal CW até um máximo, e depois decréscimo para os valores mais altos de potência do sinal CW. Os máximos de  $\Delta Q$  ocorrem para valores de potência do sinal CW inferiores de 0,5 a 1,5 dB em relação ao sinal modulado de entrada. Foram obtidas melhorias no fator Q para valores de potência total de entrada de -12 dBm a 1,76 dBm, com máximo de  $\Delta Q$  de 4.

Dos resultados apresentados nas figuras anteriores, pode-se observar que há uma relação ideal entre as potências do sinal modulado de entrada e do sinal CW para que se obtenha maiores valores de melhoria do fator Q. Além disso, nota-se que essa otimização é necessária até para se obter o efeito regenerativo, simultaneamente com a conversão em comprimento

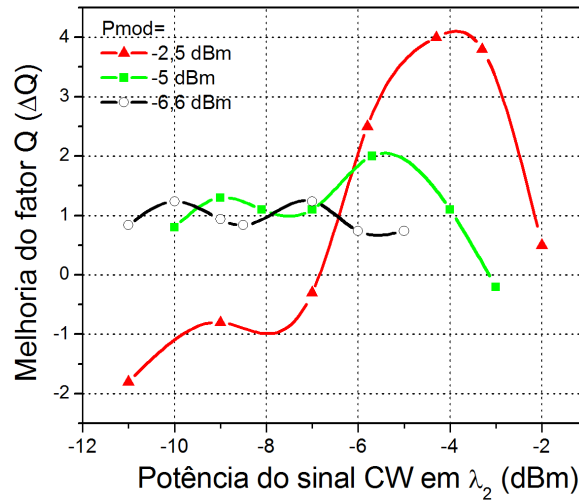


Figura 4.15: Melhoria do fator Q versus a potência óptica de entrada (modulada e CW) para o caso de deterioração "SOA+ENLACE+EDFA".

de onda. De fato, para alguns valores de potência a melhoria do fator Q assumiu valores negativos, ou seja, não houve regeneração, apenas conversão. Esta relação está associada aos níveis de saturação do SOA, variando para cada caso de deterioração.

Além disso, pode-se observar que os maiores valores de melhoria do fator Q ocorrem para o caso "EDFA", no qual os níveis de potência do sinal modulado são os mais altos, apresentando os menores valores do fator Q para o sinal modulado de entrada, devido à grande amplificação proporcionada pelo EDFA. Assim, quanto menores os valores do fator Q inicial, maior é a possibilidade de melhoria. Nos casos em que um outro SOA é utilizado para amplificar o sinal, ocasionando o aparecimento de *overshoot*, também obtiveram-se altos valores de  $\Delta Q$ . Como já observado nos diagramas de olhos apresentados na Seção 4.6, o regenerador elimina totalmente o *overshoot*, desta forma, promovendo maiores melhorias no fator Q.

Analisando-se o uso deste regenerador em sistemas reais, é possível observar a partir das figuras anteriores que este pode promover a regeneração de sinais deteriorados, mesmo com baixa potência de entrada ( $< -12$  dBm). Desta forma, o uso de outros SOAs ou amplificadores em fibra não se faz necessário para amplificar o sinal antes do regenerador. Deve-se lembrar que o SOA InPhenix e EDFA só foram utilizados neste trabalho para deteriorar o sinal de entrada.

## 4.10 Espaçamento espectral (*detuning*)

Outro fator que influencia a conversão em comprimento de onda via XGM é o espaçamento espectral entre o sinal modulado de entrada ( $\lambda_1$ ) e o sinal CW ( $\lambda_2$ ). Este espaçamento é calculado como  $\Delta\lambda = \lambda_1 - \lambda_2$ , sendo chamado de *detuning*. Como a regeneração está associada à eficiência de conversão, os efeitos regenerativos também são influenciados pelo *detuning*. Os resultados apresentados até esta seção foram obtidos para um *detuning* de 1 nm, de 1550 nm para 1551 nm. Nesta seção, o *detuning* é variado, e o comportamento da melhoria do fator Q é observado. Para os resultados apresentados nesta seção, o sinal de saída do regenerador foi atenuado para o mesmo nível de potência do sinal modulado de entrada.

Para o estudo da influência do *detuning* na melhoria do fator Q, o sinal CW em  $\lambda_2$  foi mantido fixo em 1551 nm devido ao uso do filtro em banda estreita antes da entrada do osciloscópio. Caso este sinal tivesse o comprimento de onda modificado, seria necessário para cada caso sintonizar o filtro. Assim, para se obter diferentes *detuning*, o comprimento de onda do sinal modulado de entrada ( $\lambda_1$ ) é que foi variado.

Os resultados dos casos "SOA" e "ENLACE+SOA" estão ilustrados na Fig. 4.16(a) para uma taxa de 10,3 Gbps NRZ. Para esses casos, foram mantidos fixos os valores da potência do sinal CW e do sinal modulado de entrada. O único parâmetro que foi variado foi o comprimento de onda do sinal modulado ( $\lambda_1$ ). Como visto anteriormente na Fig. 4.3(c), um filtro passa-banda foi utilizado após o SOA Inphenix, desta forma, a variação de comprimento de onda do sinal modulado de entrada fica limitado a largura de banda deste filtro, em torno de 4 nm. Por esse motivo, nas curvas da Fig. 4.16(a), o *detuning* varia apenas de -3 a 1 nm.

Analisando o caso "SOA", observa-se uma diminuição de  $\Delta Q$  com o aumento do *detuning*, observando assim maiores valores de  $\Delta Q$  para o caso de conversões de menores para maiores comprimento de onda (*up-conversion*). Como já mencionado, embora este caso de *up-conversion* apresente maiores degradações na razão de extinção, também causa maior saturação do ganho do SOA, podendo gerar maiores efeitos regenerativos. Os valores de  $\Delta Q$  variaram de 1,6 a 2,4. Além disso, nota-se que foi obtido uma melhoria no fator Q para conversão para o mesmo comprimento de onda, fato interessante, pois caso haja um sistema em que seja necessário apenas a regeneração do sinal sem conversão em comprimento de onda, o dispositivo apresentado nesta tese também pode ser aproveitado.

O caso "ENLACE+SOA" apresenta comportamento semelhante ao caso anterior, porém com maiores valores de  $\Delta Q$  (2,5 a 4,2). O comportamento deste caso, apresenta um mínimo para o *detuning* igual a "0" (conversão para o mesmo comprimento de onda), havendo um aumento de  $\Delta Q$  novamente para o *detuning* positivo. Devido à limitação da banda do filtro,

não é possível apresentar maiores valores positivos de *detuning*, mas pelo comportamento da curva acredita-se que também haverá um aumento de  $\Delta Q$  com o aumento dos valores de *detuning* positivo.

Pelos comportamentos destes dois casos, acredita-se que para maiores valores absolutos de *detuning*, a melhoria do fator Q ainda apresentará bons resultados, mas deverão existir limitações para valores muito grandes de *detuning*.

A Fig. 4.16(b) apresenta a variação da melhoria do fator Q em função do *detuning*, para os casos "EDFA", "ENLACE+EDFA" e "SOA+ENLACE+EDFA" na taxa de 7 Gbps NRZ. Para esses casos, a potência dos sinais de entrada (modulado e CW) foram mantidos fixos e apenas se variou o comprimento de onda do sinal modulado de entrada em  $\lambda_1$ . Para o caso "EDFA", nota-se o comportamento semelhante aos do caso da Fig. 4.16(a), para a mesma faixa de *detuning*, de -3 a 1 nm, apresentado uma diminuição do  $\Delta Q$  com o aumento do *detuning* e um mínimo para a conversão para o mesmo comprimento de onda, além de melhores resultados para *up-conversion*. Além disso, foi possível obter valores aceitáveis de fator Q para o sinal de entrada para valores de *detuning* de -15 e +15 nm, podendo-se estender o estudo do *detuning* até estes valores, observando que para altos valores absolutos de *detuning*, há um decréscimo do  $\Delta Q$ . Apesar desta diminuição de  $\Delta Q$ , foram obtidos valores consideráveis para *detuning* de -15 nm (2,8) e +15 nm (3,3). Este caso de deterioração apresentou os maiores valores de  $\Delta Q$ , variando de 2,8 a 4,8.

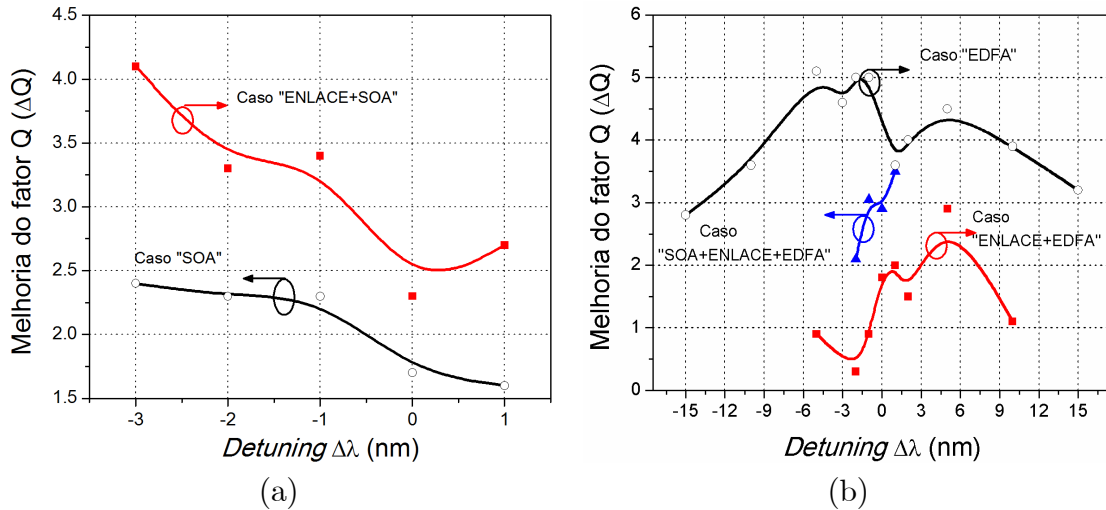


Figura 4.16: Melhoria do fator Q versus detuning para os casos de deterioração: (a) "SOA" e "ENLACE+SOA"; (b) "EDFA", "ENLACE+EDFA" e "SOA+ENLACE+EDFA".

O caso "ENLACE+EDFA" apresentou comportamento um pouco diferente, com maiores valores de  $\Delta Q$  para o caso de conversão de maiores para menores comprimento de onda (*down-conversion*). Há um aumento quase contínuo do  $\Delta Q$  com o aumento do *detuning*, apenas

diminuindo para valores muito altos de *detuning*. Uma possível explicação para esse comportamento é a maior deterioração da razão de extinção para este caso "ENLACE+EDFA". Desta forma, por apresentar maior deterioração da razão de extinção, esta deterioração passa a ter maior influência na melhoria do fator Q, e como a conversão *up-conversion* degrada ainda mais a razão de extinção, este tipo de conversão apresenta menores valores de  $\Delta Q$ . Na curva do caso "ENLACE+EDFA" também nota-se os menores valores de  $\Delta Q$ , variando de 0,3 a 2,9. Para os casos extremos, se obteve um melhoria no fator Q de 0,9 para -5 nm e 1,1 para +10 nm.

O caso "SOA+ENLACE+EDFA" que envolve todos os tipos de efeitos de deterioração abordados nesta tese, também está ilustrado na Fig. 4.16(b). Pelo uso do filtro passa-banda, os valores de *detuning* ficaram limitados. O comportamento deste caso é semelhante ao do caso "ENLACE+EDFA", com valores de  $\Delta Q$ , variando de 2,1 a 3,5.

De forma geral, pode ser observado que o regenerador e conversor apresentado neste trabalho mantém os efeitos regenerativos mesmo para grandes *detuning*, tendo comportamentos diferentes dependendo do caso de deterioração, apresentando em certos casos melhor desempenho para *up-conversion* ou para *down-conversion*. Foram obtidos bons valores de  $\Delta Q$  para conversões para o mesmo comprimento de onda, variando de 1,6 a 4,2. Além disso, para os casos em que o uso de um filtro passa-banda não limitou o *detuning*, foram observados efeitos regenerativos para *detuning* de até 15 nm *up-conversion* ou *down-conversion*.

## 4.11 Taxa de bits

Altas taxas de bits são de interesse para qualquer sistema real de comunicações ópticas. Assim, o estudo da resposta do regenerador 2R e conversor desta tese a diferentes taxas de bits se faz necessário. Para este estudo, os comprimentos de onda do sinal modulado de entrada e do sinal CW foram fixados em 1550 e 1551 nm, respectivamente. Além disso, as potências destes sinais foram mantidas fixas (em valores otimizados para taxa de 10,7 Gbps) e o sinal de saída do regenerador não foi atenuado para o mesmo nível de potência do sinal modulado de entrada. Desta forma, nos resultados apresentados nesta seção, estão sendo consideradas a reamplificação e a reformatação do sinal.

Foram realizados estudos para os caso "SOA" e "ENLACE+SOA" para valores variando de 0,622 a 13,5 Gbps. Para realização destas medições, foi necessário o empréstimo de um gerador de sinais PRBS até 13,5 Gbps, como já mencionado. Por este motivo, devido ao pouco tempo disponível para utilização do gerador, somente foram realizadas medições para estes dois casos de deterioração. Além disso, o gerador próprio do laboratório do Prof. Conforti



apresentou problemas para geração de sinais PRBS em determinadas taxas, o que impossibilitou que este estudo da taxa de bits fosse realizado para todos os caso de deterioração, mesmo que para taxas de até 7 Gbps.

A Fig. 4.17(a) ilustra a melhoria do fator Q em função da taxa de bits para o caso "ENLACE+SOA". É possível observar que o  $\Delta Q$  aumenta quase que linearmente com a taxa de bits até próximo a 5 Gbps. De 5 a 10,7 Gbps, obtém-se os melhores valores de  $\Delta Q$  ( $> 4$ ) com uma pequena diminuição com o aumento da taxa. Para valores acima de 10,7 Gbps, há uma diminuição mais abrupta até se obter o valor mínimo de  $\Delta Q$  de 1 para o caso de 13,5 Gbps.

O estudo do caso de deterioração "SOA" está ilustrado na Fig. 4.17(b) com comportamento semelhante. As principais diferenças são: o crescimento linear de  $\Delta Q$  se estende até 7 Gbps e menores valores de  $\Delta Q$ , com um máximo de 2,5. Estes menores valores de  $\Delta Q$  ocorrem pois o sinal modulado de entrada utilizado para o estudo da taxas de bits não apresentou elevados *overshoot*, diminuindo a melhoria no  $\Delta Q$  proporcionada pelo regenerador.

Em ambos os casos apresentados, estão ilustrados diagramas de olhos para diferentes taxas de bits. Existe uma pequena variação no sinal de entrada e logicamente no fator Q inicial para as diferentes taxas de bits. Desta forma, o diagrama de olho apresentado nestas figuras como diagrama de olho de entrada está representando todos os diagramas para as diferentes taxas e servindo para comparação com os diagramas dos sinais de saída indicados para diferentes taxas.

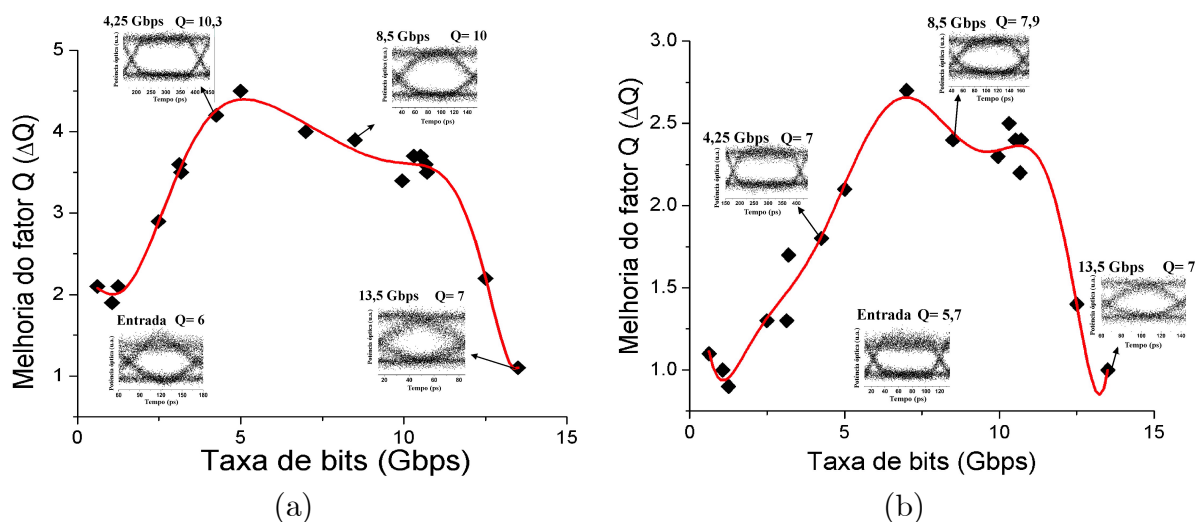


Figura 4.17: Melhoria do fator Q versus taxa de bits para os casos de deterioração: (a) "ENLACE+SOA" e (b) "SOA".

O comportamento destas curvas pode ser explicado pelo princípio de funcionamento do regenerador 2R e conversor apresentado neste trabalho. Como visto anteriormente, o regenerador desta tese apresenta um comportamento semelhante a um filtro passa-baixa. Assim, componentes de alta frequência, como por exemplo, o *overshoot* presente em certos casos, são filtrados após o regenerador. Desta forma, para baixas frequências, até 5 Gbps, as variações de amplitude dos níveis dos bits "1" e "0" (variância) são mais lentas, estando mais presente nas componentes de baixa frequência e assim pelo comportamento de filtro passa-baixa do regenerador, a diminuição da variância dos níveis dos bits não é tão grande, apresentando menores valores de  $\Delta Q$ . Com o aumento da taxa de bits, as variações passam a ser mais rápidas, e assim, a filtragem aumenta, diminuindo a variância dos níveis dos bits, e consequentemente, aumentando o  $\Delta Q$ .

Na faixa de 5 a 10,7 Gbps, o  $\Delta Q$  varia pouco, pois a filtragem do ruído nessas taxas é praticamente a mesma. Mas há pequeno decréscimo de  $\Delta Q$  para esta faixa, o que já é influência de outro efeito que passa a ter maior importância para as taxas acima de 10,7 Gbps. Este efeito é a dependência do padrão. Para maiores taxas, o tempo de recuperação do ganho do SOA não é suficiente para acompanhar o padrão de bits e desta forma, pode haver distorções em casos em que há grandes sequências de bits "1", por exemplo. Esta dependência do padrão para o caso de modulação NRZ é maior para maiores taxas de bits. Assim, para taxas superiores a 10,7 Gbps, o efeito de dependência do padrão passa ter maior influência na melhoria do fator Q do que o comportamento de filtro passa-baixa, havendo assim uma diminuição na melhoria do fator Q. Esse tempo de recuperação do ganho do SOA está associado ao tempo de vida dos portadores presentes na região ativa do SOA, assim há a possibilidade de se atribuir estas limitações na taxa de bits ao SOA utilizado. Seria necessária a utilização de outro tipo de SOA com resposta mais rápida para observar se a limitação é realmente do SOA utilizado ou da configuração do regenerador 2R apresentado.

Além destas explicações, outro possível fator que influencia o resultado apresentado na Fig. 4.17 é a deterioração proporcionada pelo SOA InPhenix, pois esta é causada não só pela saturação deste SOA, mas também pelo efeito de dependência do padrão. Embora o valor do fator Q modifique pouco para as diferentes taxas de bits, há variações na forma do sinal deteriorado. Assim, para menores taxas, o efeito de dependência do padrão no SOA InPhenix é menor, deteriorando menos o sinal, proporcionando menor possibilidade de regeneração. Desta forma, menores  $\Delta Q$  são observados até 5 Gbps. Para as taxas de 5 a 10,7 Gbps, há maiores efeitos de deterioração causados pelo SOA InPhenix, permitindo maior regeneração e consequentemente, maiores  $\Delta Q$ . Acima de 10,7 Gbps, embora haja maior deterioração proporcionada pelo SOA Inphenix, o que domina e diminui os efeitos regenerativos é o efeito

de dependência do padrão a que o SOA CIP utilizado no regenerador está submetido, não conseguindo manter os níveis de regeneração.

A discussão mencionada acima está relacionada apenas ao desempenho do regenerador que decai para taxas acima de 10,7 Gbps. Apesar desta diminuição na melhoria do fator Q, ainda há  $\Delta Q$  positivo para as altas taxas, comprovando que o regenerador 2R e conversor regenera mesmo para taxas acima de 10,7 Gbps.

## 4.12 Eficiência de conversão

O dispositivo apresentado neste capítulo realiza regeneração de bits e conversão em comprimento de onda simultaneamente. Logo, é necessário analisar a eficiência de conversão desse dispositivo. Para este estudo foi utilizado o regenerador em uma montagem diferente da Fig. 4.1. Os resultados apresentados até esta seção utilizaram a taxa de bits máxima de 13,5 Gbps. Então, para o estudo da eficiência da conversão em comprimento de onda, procurou-se estender essa taxa de modulação. Para isso, utilizou-se um gerador senoidal (Agilent - E8257D) que opera até 40 GHz. Porém, devido a limitações de cabos de microondas e de desempenho do modulador, a caracterização da eficiência de conversão foi realizada até 20 GHz.

Como o objetivo desta seção é apenas analisar a eficiência da conversão em comprimento de onda baseado no efeito XGM no modo contra-propagante, os métodos utilizados para deteriorar o sinal de entrada não foram utilizados nestas medições. Para o estudo da eficiência de conversão, é necessária a análise do índice de modulação. Conforme foi visto no Capítulo 2, a Eq. 2.56 determina o cálculo desta eficiência utilizado nesta tese. Para esse cálculo é necessário se observar a componente de modulação antes e depois do regenerador, sendo a eficiência a razão (ou diferença) entre estes valores. Para se analisar as componentes em frequência da modulação, tanto o sinal de entrada quanto o sinal de saída do regenerador foram convertidos para o domínio elétrico por um fotodetector (Newport - AD40-APDIR) e observados em um analisador de espectro elétrico (Agilent - E4408B). Como a modulação é senoidal, o espectro apresenta apenas um pico na frequência de modulação. Desta forma, a eficiência de conversão é determinada como a diferença entre os valores deste pico antes e depois do regenerador. Esta forma de se calcular a eficiência de conversão já foi utilizada em [81][83].

Os resultados foram obtidos para duas situações. Na primeira delas, o sinal modulado de entrada e o sinal CW foram mantidos fixos em 1550 e 1551 nm, respectivamente. Além disso, a potência do sinal CW foi mantida em -16 dBm e a potência do sinal modulado de entrada

foi variada para valores de -16, -14,2, -12,3, -10,4 e -8,5 dBm. Os resultados da eficiência de conversão para este caso estão ilustrados na Fig. 4.18(a). Observa-se valores de eficiência de conversão de até 25 dB para o caso de potência do sinal modulado de entrada de -16 dBm. Além disso, nota-se um aumento de 4 a 7 dB na eficiência de conversão para valores de frequência de modulação até 4,5 GHz, diminuindo após esse valor. Porém, para os casos do valor de potência menores que -10,2 dBm, mesmo em 20 GHz, ainda há eficiência de conversão positiva. Os melhores resultados de eficiência de conversão foram obtidos para os menores valores de potência do sinal modulado, estando esses resultados associados à saturação do ganho do SOA, mais intenso para maiores valores de potência do sinal modulado.

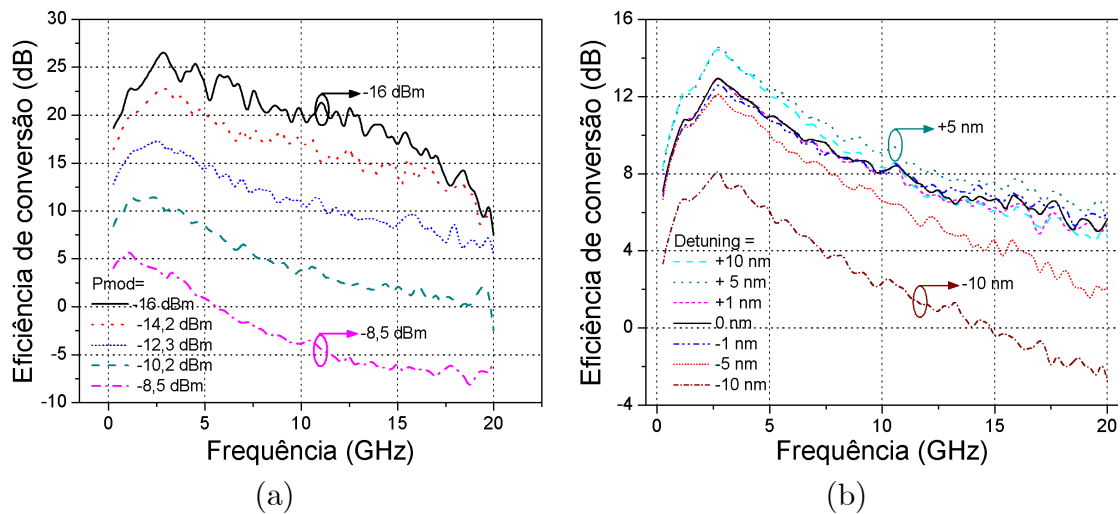


Figura 4.18: Eficiência de conversão versus frequência: (a) para detuning e potência do sinal CW fixos e variando potência do sinal modulado; (b) para potência total de entrada fixa e variando detuning.

Na outra situação analisada, tanto a potência do sinal modulado de entrada quanto a potência do sinal CW foram mantidas fixas, com valores de -9,5 dBm e -9 dBm, respectivamente. Porém, o comprimento de onda do sinal modulado foi variado, enquanto o sinal CW manteve-se fixo em 1551 nm. Os resultados de eficiência de conversão em função da frequência de modulação são apresentados para diferentes valores de *detuning* (já definido anteriormente como  $\Delta\lambda = \lambda_1 - \lambda_2$ ) na Fig. 4.18(b). Da mesma forma que o caso anterior, há um aumento da eficiência até 4,5 GHz. Após esse valor a eficiência decai. Porém, ainda apresenta valores positivos de eficiência de conversão para a maioria dos casos de *detuning*, exceto para *detuning* de -10 nm. Pelos resultados obtidos, nota-se maiores valores de eficiência de conversão para as conversões *down-conversion*, com um comportamento muito semelhante entre os casos de *detuning* +10 e +5 nm, com um máximo de eficiência de 15 dB. A eficiência de conversão para os valores de *detuning* -1, 0 e +1, apresentam comportamento semelhante

com valores de eficiência de conversão variando de 13 dB (4 GHz) a 5,5 dB (20 GHz).

Os bons resultados observados para a eficiência de conversão do regenerador 2R e conversor demonstram que este dispositivo pode realmente ser utilizado tanto como regenerador como conversor em comprimento de onda. Além disso, em alguns casos, a boa eficiência de conversão até 20 GHz mostra que este dispositivo irá apresentar bom desempenho como conversor em comprimento de onda mesmo para altas frequências de modulação.

O comportamento observado nas Fig 4.18(a) e (b) pode ajudar a elucidar os resultados apresentados na seção anterior. Notadamente, os resultados destas figuras apenas indicam que o dispositivo utilizado apresenta bons resultados de conversão em comprimento de onda, não estando estes resultados relacionados a efeitos regenerativos. Além disso, o caso das Fig. 4.18(a) e (b) é bem diferente do caso das Fig. 4.17(a) e (b). No primeiro caso, trata-se de sinal senoidal e de sinal de entrada sem deterioração. Já no segundo, o sinal é um trem de pulsos PRBS e o sinal de entrada se apresenta deteriorado. Apesar dessas diferenças, há algo em comum nos resultados apresentados: um aumento da melhoria do fator Q até 5 Gbps e um aumento da eficiência de conversão até 4,5 GHz, seguidos de uma diminuição destes parâmetros. Desta forma, pode-se atribuir ao comportamento do  $\Delta Q$  com a taxa de bits como sendo uma dependência da eficiência de conversão, o que complementa as explicações já mencionadas na seção anterior relacionadas ao comportamento do regenerador similar a um filtro passa-baixa e aos efeitos da dependência do padrão. Apesar desta semelhança, ainda persiste a dúvida se o desempenho do regenerador está limitado em taxa pelo SOA utilizado ou pela configuração, pois dos resultados apresentados nesta seção, apenas se sabe que como conversor, o dispositivo pode apresentar bons valores de eficiência de conversão até uma modulação senoidal de 20 GHz, mas nada se pode concluir dos efeitos regenerativos.

## 4.13 Taxa de erro de bits

Como observado nos diagramas de olhos apresentados anteriormente, a reformatação do bit pelo regenerador é visível. Além disso, essa melhoria é quantificada pelo fator Q e analisada em função de diferentes parâmetros. Porém, esses resultados são analisados apenas no osciloscópio, sem considerar a melhoria real que estes podem causar em sistemas de comunicações ópticas. Desta forma, é importante analisar se o regenerador 2R e conversor desta tese pode reduzir a taxa de erros do receptor, quando este tem que decidir qual o tipo de bit foi recebido. A probabilidade de identificação incorreta de um bit pelo circuito de decisão de um receptor é a definição de taxa de erro de bits (BER).

Os resultados de BER apresentados nesta seção são apenas estimativas, porque foram

obtidos de equações, nas quais algumas aproximações são consideradas. Como o principal parâmetro de quantificação da melhoria no formato do bit é o fator Q extraído diretamente do osciloscópio, a equação de maior interesse é a que calcula a BER em função do fator Q. As equações utilizadas, bem como as aproximações consideradas já foram apresentadas no Capítulo 2, sendo o principal resultado [102]:

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (4.1)$$

Para o estudo da estimativa da BER, é necessário que se analise a taxa de erros do receptor para diferentes valores de potência do sinal no receptor. Desta forma, inicialmente foi calculada a estimativa da BER de entrada (antes do regenerador) a partir do fator Q obtido para diferentes valores de potência do sinal modulado de entrada ( $\lambda_1=1550$  nm) para os diversos casos de deterioração. Após o cálculo da BER inicial, a potência do sinal CW ( $\lambda_2=1551$  nm) foi otimizada para obterem-se melhores valores de fator Q do sinal de saída, e, conseqüentemente, melhores estimativas da BER. Para comparação entre a estimativa da BER de entrada e de saída do regenerador, o sinal convertido após o regenerador foi atenuado para o mesmo nível de potência do sinal modulado de entrada. As medições do fator Q utilizadas para se obter a estimativa da BER foram realizadas para uma taxa de 7 Gbps NRZ.

Os resultados obtidos estão ilustrados na Fig. 4.19, apresentados como  $-\log(\text{BER})$  versus a potência do sinal modulado de entrada, o qual é o mesmo nível de potência do sinal após o regenerador devido ao uso de um atenuador. Assim, devido à igualdade entre estes valores de potência, na Fig. 4.19, este parâmetro foi representado apenas como potência. Além disso, a ausência de menores valores e de grandes variações da potência do sinal modulado podem ser observadas na Fig. 4.19. Isso ocorre devido à baixa sensibilidade do receptor do osciloscópio utilizado. Por último, é válido comentar que as curvas apresentadas estão ajustadas por meio de polinômios para melhor representar o comportamento dos pontos obtidos.

Na Fig. 4.19(a), está ilustrado o caso "SOA". Nesta figura, pode-se observar que foram obtidos valores de BER de saída de até  $10^{-10}$  e que se obtém a igualdade entre a BER de saída e a BER de entrada para uma potência de sinal de saída inferior em 1 dB em relação à potência do sinal de entrada. Para este caso de deterioração, foi difícil determinar o limite de BER devido à sensibilidade do receptor do osciloscópio.

O caso "ENLACE+SOA" está ilustrado na Fig. 4.19(b). Para este caso, menores valores de BER foram observados (até  $10^{-19}$ ) devido aos altos valores de fator Q obtidos. Porém, como valores de BER inferiores a  $10^{-13}$  são muito difíceis de serem obtidos na prática, os resultados de estimativa da BER apresentados nesta tese irão limitar-se a este valor de  $10^{-13}$ ,

embora por meio da equação tenha-se obtido valores mais baixos da BER. A diminuição no nível de potência do sinal de saída foi de 2 dB para se obter a igualdade entre a BER de saída e entrada. Além disso, observa-se uma tendência que para maiores valores de potência, essa diferença de potência seja maior.

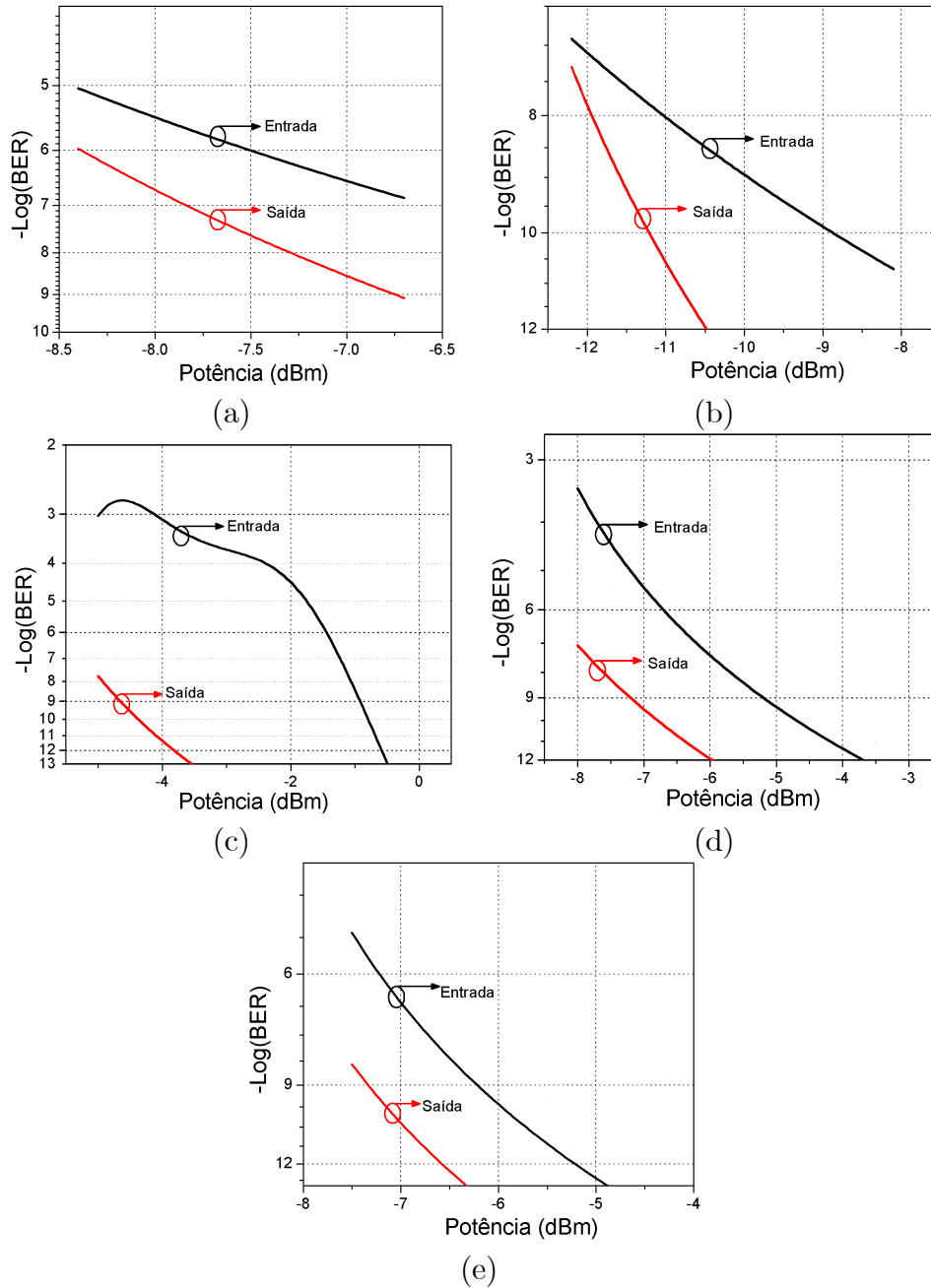


Figura 4.19: Estimativas de BER para os casos de deterioração: (a) "SOA"; (b) "ENLACE+SOA"; (c) "EDFA"; (d) "ENLACE+EDFA"; (e) "SOA+ENLACE+EDFA".

Para a Fig. 4.19(c) (caso "EDFA"), podem ser observados maiores valores de potência e um comportamento diferente dos demais resultados para a estimativa da BER de entrada. Este comportamento só pode ser explicado devido aos altos valores de potência do sinal modulado de entrada, adicionando muito ruído e a erros nas medições. A BER de saída corresponde ao comportamento de estimativa de BER esperado, apresentando valores de BER de até  $10^{-30}$  (porém, como mencionado anteriormente, na Fig. 4.19(c), está ilustrado até  $10^{-13}$  devido ser este o limite na prática). Uma diminuição de 4 dB na potência necessária para se obter a igualdade entre a BER de saída e entrada é observada.

O desempenho do caso "ENLACE+EDFA" apresentado na Fig. 4.19(d) é similar aos demais, com uma diminuição na potência de 2,5 dB para se obter a igualdade entre a BER de entrada e saída. O último caso está ilustrado na Fig. 4.19(e), envolvendo os vários tipos de deterioração ("SOA+ENLACE+EDFA"). Nesta figura, pode ser observada uma diminuição na potência de 1,5 dB para se ter os mesmos valores de BER de entrada e saída.

É necessário se comentar que esses valores de estimativa de BER apresentados podem ser modificados dependendo da deterioração a que o sinal modulado de entrada está submetido. Assim, o objetivo destas estimativas de BER apresentadas é comparar os resultados de BER de entrada e saída apenas para o mesmo caso de deterioração, observando a melhoria que este regenerador 2R e conversor pode causar no sistema, não objetivando nenhuma comparação entre os diferentes casos de deterioração. Além disso, é válido lembrar que os valores aqui apresentados são apenas estimativas obtidas por meio de equações, daí se obter elevados valores de BER difíceis de serem obtidos experimentalmente, levando a uma limitação na BER apresentada nas figuras para o valor de  $10^{-13}$ . Afora estes altos valores de BER (corrigido por meio da limitação dos valores da BER apresentados até  $10^{-13}$ ), o comportamento das curvas (exceto a BER de entrada do caso "EDFA") e a diferença entre a BER de entrada e saída podem ser considerados como factíveis. Porém, como esta análise de BER foi realizada utilizando apenas o fator Q, é necessário o estudo de uma outra figura de mérito, a razão de extinção. Ao se considerar um sistema real e medir a BER experimentalmente, a razão de extinção pode ser responsável por um comportamento diferente do apresentado nesta seção para a BER. Assim, se faz necessário o estudo da razão de extinção apresentado na seção seguinte.



## 4.14 Razão de extinção

Em seções anteriores, a melhoria do formato do bit, do fator Q e consequentemente, da estimativa da BER causada pelo regenerador foi demonstrada. Contudo, o regenerador apresentado nesta tese é baseado no efeito XGM no modo contra-propagante, apresentando deterioração da razão de extinção (ER). Esta figura de mérito já foi apresentada no Capítulo 2, sendo definida como a relação entre a potência do nível do bit "1" e a do nível "0" (Eq. 2.60). Assim, menor ER significa que as potências dos níveis "1" e "0" estão mais próximas, podendo dificultar a decisão do receptor de qual bit foi recebido. Além disso, a razão de extinção está relacionada à relação sinal/ruído.

Na Fig. 4.20, o estudo da degradação da ER após o regenerador para todos os casos de deterioração está ilustrado. Os valores de ER de entrada e saída apresentados foram obtidos diretamente do osciloscópio. Esse estudo foi otimizado apenas para a ER. Os demais parâmetros foram mantidos fixos e a ER de entrada foi modificado por meio da variação da voltagem de polarização do modulador eletro-óptico. Foi realizado este estudo para conversão de 1550 nm para 1551 nm (*up-conversion*). Como já mencionado, apesar de este tipo de conversão apresentar a maior degradação da ER, também apresenta maior saturação do ganho do SOA, possibilitando maiores efeitos regenerativos. Além disso, como na maioria dos casos estudados anteriormente foi realizado este tipo de conversão, optou-se por apresentar resultados para *up-conversion*.

As curvas da Fig. 4.20, foram obtidas por meio de ajuste polinomial. Pode-se observar em todos os casos de deterioração que há um aumento da degradação da ER (ER de entrada - ER de saída) em função do aumento da ER de entrada. O caso "ENLACE+EDFA" apresenta o melhor desempenho, com baixos valores de degradação de ER, e em alguns casos, com manutenção do valor de ER ou mesmo melhorias. Porém, tais resultados não são esperados já que necessariamente deve haver uma degradação da ER. Desta forma, essas melhorias devem estar associadas a possíveis imprecisões nos valores obtidos do osciloscópio, já que essas melhorias são da ordem de no máximo 0,35 dB.

Como já comentado, estes resultados de degradação da ER são maiores por se estar realizando *up-conversion*. Caso fosse realizada *down-conversion*, seriam obtidos menores valores de degradação. O maior valor de degradação de ER obtido foi de 5,35 dB para o caso "ENLACE+SOA" e uma ER de entrada de 10,7 dB.

Apesar desta deterioração, é necessário comparar a degradação da ER com a melhoria no fator Q, para que se possa validar os resultados obtidos para estimativa da BER. Assim, se a melhoria obtida no fator Q ( $\Delta Q$ ) convertida para dB apresentar valores maiores que a degradação de ER, os valores obtidos para estimativa da BER de saída, apesar de apre-

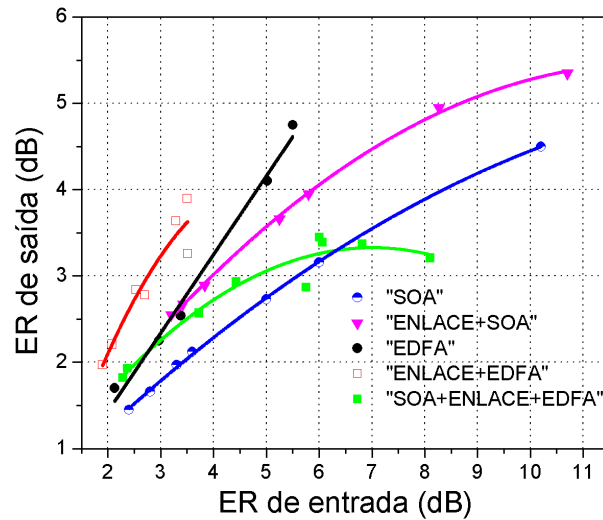


Figura 4.20: ER de saída versus ER de entrada para diferentes casos de deterioração.

sentarem uma diminuição devido à degradação da ER, serão maiores que os valores de BER de entrada, comprovando a capacidade regenerativa do dispositivo apresentado nesta tese.

A Fig. 4.21 ilustra a comparação entre a melhoria do fator Q ( $\Delta Q$ ) e a degradação da razão de extinção para os diferentes casos de deterioração, considerando diferentes valores de potência do sinal de saída do regenerador, os quais foram atenuados para se obter o mesmo valor de potência do sinal modulado de entrada (semelhante ao realizado para o estudo da BER).

Para o caso "SOA" ilustrado na Fig. 4.21(a), observa-se que a melhoria no fator Q não é superior à degradação da ER para nenhum valor de potência diferentemente do caso "ENLACE+SOA" (Fig. 4.21(b)), no qual, para valores de potência acima de -10,8 dBm, há essa superioridade. Na Fig. 4.21(c), está ilustrado o caso "EDFA". Nesta figura, observa-se que a melhoria do fator Q supera a degradação da ER para todos os valores de potência, assim como no caso "ENLACE+EDFA" (Fig. 4.21(d)). A diferença entre estes dois casos são os maiores valores de  $\Delta Q$  apresentados pelo primeiro caso. Além disso, observam-se alguns valores negativos de degradação da razão de extinção, ou seja, melhoria, para o caso "EDFA". Porém, estes resultados são justificados conforme anteriormente citado por erro de imprecisões, já que a melhoria é no máximo de apenas 0,35 dB.

Para o último caso (Fig. 4.21(e)), "SOA+ENLACE+EDFA", há um comportamento semelhante ao da Fig. 4.21(b), apresentando valores de potência em que a melhoria do fator Q supera a degradação da razão de extinção e outros valores de potência em que isso não ocorre. Para a faixa de valores de potência de -7 a -4 dBm, os valores de  $\Delta Q$  são maiores

que os da degradação de ER, assim como para a faixa de -2,7 a -1,2 dBm. Entre essas faixas de potência, a degradação de ER é superior ao  $\Delta Q$ .

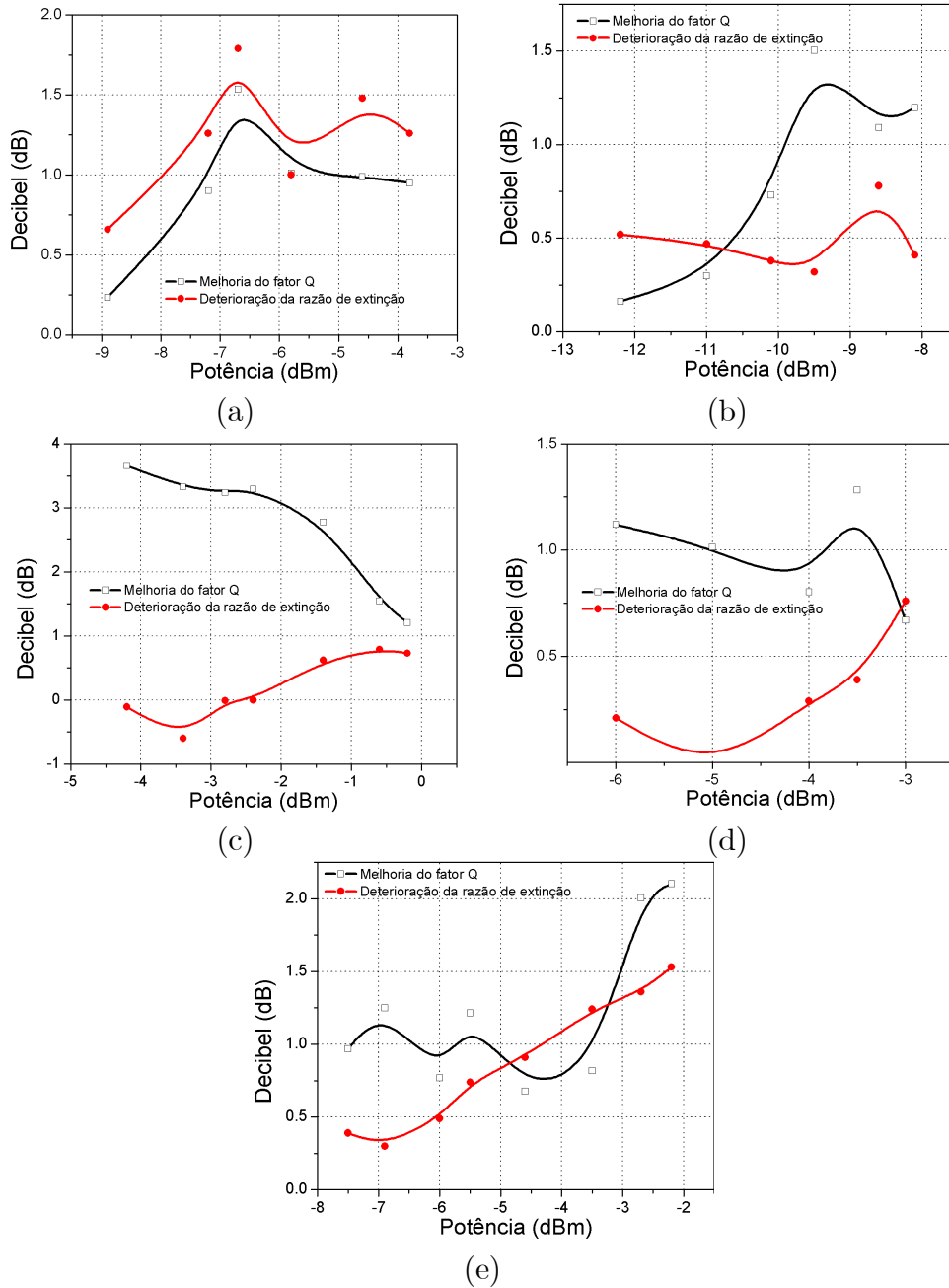


Figura 4.21: Melhoria do fator Q versus degradação da razão de extinção para os casos de deterioração: (a) "SOA"; (b) "ENLACE+SOA"; (c) "EDFA"; (d) "ENLACE+EDFA"; (e) "SOA+ENLACE+EDFA".

Estes resultados obtidos estão relacionados aos parâmetros que foram utilizados. Nada impede que para diferentes valores de potência do sinal modulado de entrada, ou mesmo diferentes níveis de deterioração (fator Q de entrada) para os casos apresentados, o comportamento destas curvas seja diferente. Um exemplo é o comportamento do caso "SOA", para outro nível de deterioração, a melhoria do fator Q pode vir a superar a degradação da razão de extinção.

Desta forma, observando estas comparações entre melhoria do fator Q e degradação da razão de extinção, é possível confirmar que para maioria dos casos, a estimativa da BER de saída (apesar da diminuição dos valores devido à degradação da razão de extinção anteriormente não considerada) será maior que as da BER de entrada, comprovando os efeitos regenerativos apresentados pelo regenerador 2R e conversor dessa tese.

## 4.15 Possibilidade de integração

Uma das grandes vantagens de se utilizar dispositivos baseados em SOA é a capacidade de integração deste amplificador devido às suas pequenas dimensões [124]. Existem vários dispositivos que utilizam o SOA integrado a outros componentes, como por exemplo: conversores em comprimento de onda baseado em SOA-MZI [125][126], regeneradores e conversores utilizando SOA integrado a laser de re-alimentação distribuída [25], recuperador de sincronismo com SOA integrado a laser de modo travado [127] e outros. Desta forma, a integração do SOA já é muito utilizada e motivo de pesquisas.

O regenerador 2R e conversor apresentado neste capítulo, como já mencionado, é muito simples, utilizando apenas um SOA, um circulador, um isolador e um laser. A integração entre SOA e laser já é muito utilizada, como nos exemplos comentados acima. Circuladores ópticos integrados que utilizam deslocadores não-recíprocos de fase combinados com acopladores híbridos já existem há muito tempo [128]. Além desses circuladores ópticos, há outros em guias de onda com desempenho independente da polarização que utilizam ou MZI [129] ou MMI com placas de meia-onda e rotadores de Faraday [130]. Isoladores ópticos integrados também têm sido obtidos utilizando acopladores de guia de onda não-recíprocos [131], configuração de um interferômetro de Mach-Zehnder [132], conversão não-recíproca de um modo TM (*Transverse-Magnetic*) fundamental para um modo de radiação TE (*Transverse-Electric*)[133], ou outras formas. Além disso, caso se considere o filtro utilizado para reduzir a ASE antes do osciloscópio como de fundamental importância para esta montagem, também há filtros ópticos baseados em anéis ressonadores integrados a SOAs [134], em MZI com dois anéis ressonadores [135] ou mesmo baseado em cristais fotônicos [136]. Notadamente, foram

apresentadas apenas algumas técnicas que estão sendo utilizadas para se obter a integração dos componentes mencionados, existindo outras formas não relatadas nesta seção.

Os resultados mencionados sobre SOA, laser, circuladores, isoladores e filtros ópticos não consideram a integração destes vários componentes simultaneamente. Desta forma, para que se possa comprovar a integrabilidade do dispositivo de regeneração e conversão apresentado nesta tese, é necessário o estudo das melhores formas de se obter a integração destes componentes seguindo a montagem experimental da Fig. 4.1. Assim, pelas pesquisas que vêm sendo realizadas em termos de integração de componentes ópticos pode-se afirmar que há grande possibilidade de integração do regenerador apresentado, já que os elementos que o constituem já se apresentam como componentes integráveis.

## 4.16 Conclusão

O regenerador 2R e conversor apresentado nesta tese demonstrou bom desempenho para regeneração e conversão em comprimento de onda de sinais deteriorados por diferentes efeitos. Considerando estes diferentes casos, o regenerador apresentou melhorias no sinal degradado como: amplificação do sinal com ganho de até 12 dB, redução do ruído presente no níveis "1" e "0" com diminuição da variância e eliminação do *overshoot*. Esses resultados foram quantificados pela melhoria do fator Q ( $\Delta Q$ ), apresentando valores de até 4,5.

Além disso, foi observada que há uma determinada relação entre a potência do sinal modulado de entrada e do sinal CW que maximiza a capacidade regenerativa do dispositivo, estando associada ao nível de saturação do ganho do SOA. Com este procedimento, foram obtidos efeitos regenerativos em uma técnica de conversão em comprimento de onda já conhecida, a técnica XGM no modo contra-propagante. Deve ser salientado que a obtenção do efeito regenerativo, a partir do ajuste de uma relação otimizada entre a potência dos sinais de entrada, modulado e CW, é a principal contribuição deste capítulo.

Observou-se também que foi obtida regeneração para baixos valores de potência total de entrada ( $< -12$  dBm). Além disso, o dispositivo demonstrou ser praticamente independente do ângulo de polarização do sinal modulado de entrada, com variação no ganho de apenas 0,9 dB. Esse resultado se deve ao SOA utilizado que apresenta uma PDG  $< 1$  dB. Regeneração foi obtida para *up-conversion*, *down-conversion* e conversão para o mesmo comprimento de onda, observando-se bons resultados mesmo para grandes *detuning* (15 nm).

O regenerador 2R e conversor em comprimento de onda apresentou bons valores de eficiência de conversão para taxa de até 20 GHz senoidal (correspondente a 40 Gb/s NRZ). Com relação aos efeitos regenerativos, o dispositivo apresentou bons resultados até 13,5 Gbps

NRZ, com melhor desempenho para faixa de 5 a 10,7 Gbps, apresentando uma diminuição mais acentuada do  $\Delta Q$  acima deste último valor.

A estimativa da BER por meio de equações foi apresentada, confirmando o bom desempenho do regenerador. Bons resultados foram obtidos para os diferentes casos de deterioração do sinal modulado de entrada, com melhorias na potência do receptor de até 4 dB para se ter igualdade entre a BER de entrada e saída. Além disso, na maioria dos casos estudados, a melhoria proporcionada pelo regenerador supera a degradação da razão de extinção que está presente em qualquer conversão em comprimento de onda baseada no efeito XGM.

Os resultados apresentados foram obtidos para apenas um tipo de SOA, mas acredita-se que a utilização de SOAs que apresentem características como alto coeficiente de ganho (necessário para a obtenção da saturação do ganho) e grande não-linearidade (necessária para a conversão XGM) possam também apresentar efeitos regenerativos simultaneamente à conversão via XGM. O uso de outros SOAs com baixo tempo de vida dos portadores (necessário para o bom desempenho em altas taxas) poderia possivelmente solucionar a limitação da configuração da montagem experimental utilizada, que é a resposta limitada à taxa de 13,5 Gbps, sendo esta uma oportunidade para trabalhos futuros.

Desta forma, o regenerador 2R e conversor apresentado nesta tese demonstrou boa capacidade regenerativa para diferentes tipos de deterioração, podendo ser utilizado para realizar conversão ou manter o mesmo comprimento de onda. Por ser baseado em SOA, este dispositivo pode ser integrado, diminuindo o volume e o custo. Outras importantes características são: simplicidade; robustez por não ser baseado em configurações interferométricas; e a alta velocidade de reconfiguração, limitada apenas pela sintonização do comprimento de onda do laser CW (caso não se considere o filtro na entrada do osciloscópio). Assim um simples regenerador 2R e conversor que opera em taxas superiores a 10,7 Gbps foi apresentado e caracterizado.

Como trabalhos futuros, há a continuidade dos estudos para aproveitamento de outros efeitos não-lineares do SOA, como XPM e FWM, para se obter conversão e regeneração. Além disso, a extensão da caracterização deste regenerador 2R e conversor baseado em XGM para altas taxas (acima de 40 Gbps).

Os resultados apresentados neste capítulo da tese serviram de base para o capítulo intitulado "Wavelength conversion and 2R-regeneration in simple schemes with semiconductor optical amplifiers" a ser publicado no livro "Advances in Lasers and Electro optics" da editora "In-Tech".

# Capítulo 5

## Técnica de alimentação adiante

Neste capítulo, é abordada a técnica de alimentação adiante (*Feed-Forward-FF*) visando à regeneração 2R. Simulações utilizando o circuito equivalente do SOA e o *software* de simulação Z-SOA (ambos já apresentados no Capítulo 3) são apresentadas. As simulações são realizadas para diferentes taxas de modulação, visando observar até que taxa a técnica de alimentação adiante usando o SOA InPhenix consegue operar. Um pré-impulso, semelhante ao da técnica PISIC, assim como múltiplos pulsos de corrente são utilizados para analisar o tempo de subida proporcionado pelo trem de pulsos de corrente injetados na região ativa do SOA. Além disso, discussões acerca dos resultados também são apresentadas.

É interessante notar que a motivação deste trabalho veio de uma solicitação ao Prof. Conforti, feita no início de 2008, por parte do engenheiro Eugene Dai da empresa "Huawei Technology North America" localizada na cidade de Plano, Texas, USA [mailto:ydai@huawei.com]. Essa empresa gostaria de usar o SOA como equalizador e *booster* para estender o alcance e capacidade das redes chamadas GPON (*Gigabit Passive Optical Network*) e 10GPON (*10 Gigabits Passive Optical Network*). O objetivo seria aumentar o ganho e diminuir a figura de ruído do SOA, equalizando a amplitude com a técnica de alimentação adiante. O desafio viria do fato de que seria necessário fazer a sincronização no tempo para um sinal de entrada multi-nível e cuja amplitude era desconhecida. Entretanto, ainda seria necessário analisar se o SOA poderia ser usado em taxas de 10 Gbps. Este capítulo pretende fazer uma análise inicial deste problema e apontar as dificuldades envolvidas.

### 5.1 Introdução

A técnica de alimentação adiante pode ser utilizada para o apagamento e reutilização da portadora óptica [99] ou para a regeneração 2R [73]. As simulações apresentadas nesta tese

visam à última utilidade, regeneração 2R. Esta técnica consiste em modular a corrente de polarização do SOA com um sinal cuja forma e fase coincidem com as da portadora óptica modulada em amplitude, sendo ambas simultaneamente acopladas à região ativa do SOA. Uma forma de se obter a coincidência desejada é convertendo uma amostra do pulso óptico de entrada em um sinal eletrônico. Esse sinal eletrônico, amplificado e convertido em corrente, é então alimentado adiante dentro do SOA por meio da corrente de polarização, e com ajuste dos tempos de propagação, proporcionando a sincronização desejada entre o sinal óptico e o sinal de corrente. A sincronização do sinal leva a um efeito interessante. Com o aumento do pulso eletrônico de corrente, a população de portadores dentro da região ativa do SOA aumenta durante o intervalo do pulso, resultando em alto ganho do SOA neste período. Contudo, para baixos níveis do pulso, o efeito oposto ocorre, e o ganho do SOA retorna ao seu valor mais inferior, mas sempre conservando o ganho médio do SOA no tempo. Desta forma, os altos níveis do sinal óptico serão amplificados com um alto ganho óptico e os baixos níveis do sinal com baixo ganho óptico, considerando que o SOA não está operando na região de saturação. Assim, a razão de extinção do pulso óptico resultante será maior e uma melhor separação entre os níveis lógicos "1" e "0" pode ser obtida.

A Fig. 5.1 apresenta a montagem experimental utilizada pelo grupo do Prof. Conforti para obter os resultados experimentais apresentados nas referências [24][73]. Esta montagem é apresentada nesta capítulo para permitir o melhor entendimento da técnica de alimentação adiante utilizando SOAs. Os resultados experimentais foram obtidos utilizando uma portadora óptica modulada por um sinal PRBS. A polarização óptica do sinal modulado foi ajustada antes de ser acoplada à fibra óptica de entrada, ilustrada no circuito apresentado na Fig. 5.1. Parte do sinal óptico de entrada é fotodetectado, gerando um sinal eletrônico que é amplificado por um amplificador de microondas de ganho variável. Depois disso, este sinal pulsado de microondas é adequadamente combinado com o sinal DC, usando um *Bias T*. Este sinal combinado passa em seguida por um circuito de conversão voltagem-corrente de alta velocidade, injetando a corrente dentro do SOA. É importante observar que o fotodetector (colocado antes do *Bias T*) elimina a componente DC do sinal. Neste sentido, apenas as transições do sinal óptico detectado são amplificadas, e uma voltagem  $V_{RF}$  é gerada, podendo ser expressa por [73]:

$$V_{RF} = K [P_{FF} (t + \delta_{FF})] \quad (5.1)$$

Nesta expressão, o  $K$  é uma constante que depende do fotodetector,  $P_{FF}$  é a potência após o amplificador de microondas e  $\delta_{FF}$  é o tempo de atraso ajustável.

A outra parte restante do sinal óptico de entrada precisa ser acoplada opticamente dentro



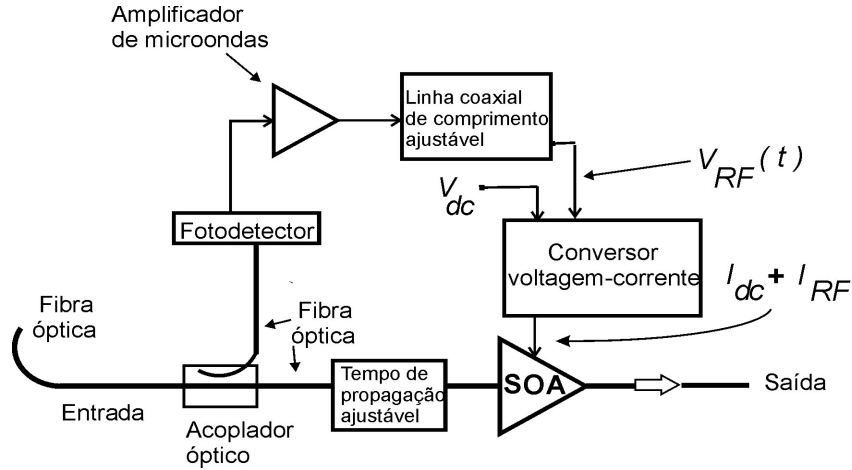


Figura 5.1: Montagem para aplicação da técnica de alimentação adiante.

da região ativa do SOA. O adequado tempo de atraso é obtido pela combinação de uma linha coaxial de comprimento variável (ajuste do sinal eletrônico de microondas) e de um conveniente ajuste do comprimento de fibra (tempo de propagação óptico ajustável). Este último pode ser obtido com o emprego de *adjustable optical delay lines*. Tudo isto é feito com o objetivo de obter a sincronização entre a corrente de alimentação adiante e o processo de amplificação do pulso óptico, garantindo que o ganho do SOA varie de acordo com a variação de intensidade do sinal óptico de entrada. O sinal óptico de saída do SOA é então filtrado por um filtro passa-banda e analisado em um osciloscópio.

A corrente injetada na cavidade ativa do SOA utilizando a técnica de alimentação adiante ( $I_{FF}$ ) é definida por [73]:

$$I_{FF}(t) = G_{FF}(V_{dc} + V_{RF}) \quad (5.2)$$

na qual  $G_{FF}$  é a transcondutância do conversor tensão-corrente,  $V_{dc}$  é a tensão de polarização e  $V_{RF}$  é a tensão de RF definida na Eq. 5.1.

A partir da montagem da Fig. 5.1, foram obtidos diagramas de olho como resposta. A Fig. 5.2 apresenta o diagrama de olho do sinal de saída sem a utilização da técnica de alimentação adiante (figura à esquerda) e com o uso desta técnica (figura à direita) para uma taxa de 60 Mbits/s. A razão de extinção do trem de pulsos (ER) é semelhante a apresentada no Capítulo 2, sendo definida como:

$$ER = \frac{P_{top} - P_{dark}}{P_{base} - P_{dark}} \quad (5.3)$$

Os termos apresentados na Eq. 5.3 estão ilustrados na Fig 5.2. O termo  $P_{base}$  é a média

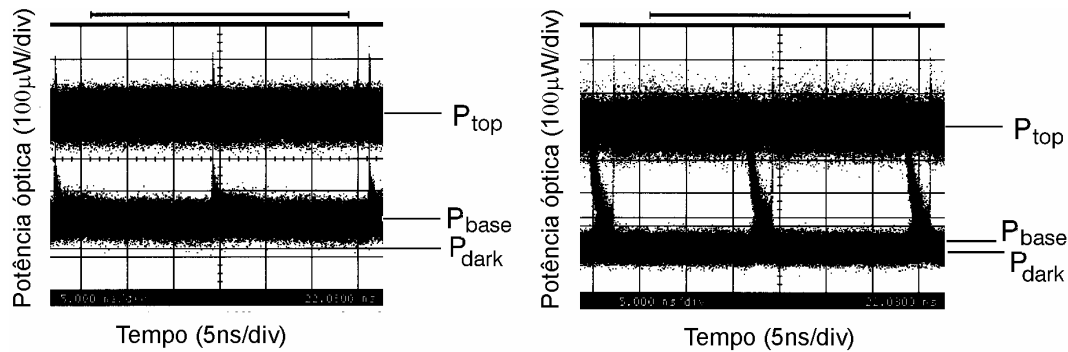


Figura 5.2: Diagramas de olho medidos experimentalmente na saída de um SOA sem a utilização da técnica de alimentação adiante (figura à esquerda) e com a utilização da técnica (figura à direita) para uma taxa de 60 Mbit/s.

do valor de potência do nível do bit "0" e  $P_{top}$  é a média do valor de potência do nível do bit "1". O termo  $P_{dark}$  é o nível assumido como ausência de luz pelo osciloscópio.

Nos resultados da Fig. 5.2, pode ser observado que o uso da técnica de alimentação adiante aumenta a abertura do olho e fornece uma melhoria de ER de 3,9 dB (de 4,9 dB a 8,8 dB). Contudo, há um aumento do gorjeio, causando um desvio no cruzamento dos níveis dos bits.

Assim, a montagem experimental e um resultado experimental são apresentados para facilitar a compreensão da técnica de alimentação adiante. Neste capítulo, são mostrados apenas alguns resultados de simulações, já considerando que o sinal de corrente, convertido do sinal óptico, foi perfeitamente sincronizado a este no tempo. A seguir, as simulações realizadas são apresentadas.

Além disso, é interessante observar que o desempenho da técnica de alimentação adiante está associado à melhoria da razão de extinção. Sendo assim, esta técnica poderia ser utilizada após o regenerador 2R e conversor em comprimento de onda apresentado no capítulo anterior.

## 5.2 Simulações

Para realizar as simulações a seguir, foi utilizado o mesmo circuito equivalente obtido para o SOA do Capítulo 3, ilustrado na Fig. 3.2. Além disso, foram usados os mesmos valores dos componentes presentes na Tabela 3.1. Assim, o SOA considerado para estas simulações foi o SOA Inphenix, com parâmetros apresentados na Tabela 3.3.

De forma semelhante que o estudo do chaveamento eletro-óptico, um sinal de corrente foi gerado e injetado no circuito equivalente do SOA, obtendo-se o sinal de corrente após

o circuito equivalente, considerado como o sinal de corrente de polarização que realmente chega à região ativa do SOA. Este sinal de corrente é então aproveitado para ser utilizado como corrente de polarização no *software* Z-SOA, o qual permite simular a resposta óptica do SOA. Para este *software*, foram utilizados os mesmos valores de parâmetros apresentados na Tabela 3.1.

A principal diferença na simulação em relação ao chaveamento eletro-óptico é que o sinal de corrente utilizado na entrada do circuito equivalente utilizado não foi apenas um pulso, mas dois pulsos, simulando um trem de pulsos, que seria observado caso um maior período de tempo fosse considerado. Outra diferença é que foram utilizados pré-impulsos tanto para a subida quanto para a descida dos pulsos iniciais de corrente a serem injetados no circuito equivalente, visando analisar a possibilidade de a técnica PISIC contribuir também para uma maior velocidade de resposta ao se procurar regenerar o sinal degradado. Desta forma, caso a simulação fosse reproduzida experimentalmente, mais um gerador seria necessário para se obter o pré-impulso de descida. Além disso, foram utilizados tempos de subida e descida para os pulsos de corrente menores que os utilizados para o caso de chaveamento. Os valores utilizados estão apresentados na Fig. 5.3(a). Embora não se perceba, mas para a subida inicial estão envolvidos 3 pulsos, cuja soma dos tempos de subida ( $t_r$ ) utilizado foi de 10 ps. O tempo de descida ( $t_d$ ) de 2 pulsos juntamente com o pré-impulso utilizado para descida do pulso é de 10 ps também. O tempo de descida do pré-impulso ( $t_p$ ) utilizado foi de 5 ps, assim como o tempo de subida após o pré-impulso de descida, conforme pode ser observado na Fig. 5.3(a). A largura dos pulsos ( $w_T$ ) variou dependendo da taxa utilizada, sendo apresentados os valores quando cada caso de simulação da taxa for abordado. Na Fig. 5.3, está ilustrado o caso de largura do pulso de 100 ps, ou seja, uma taxa de 10 Gbps. O atraso entre o pré-impulso e os demais pulsos foi desconsiderado tanto para a subida quanto para descida. Uma corrente de polarização  $I_{DC}$  de 75 mA também foi utilizada.

Antes de se realizarem as simulações aqui apresentadas, diversas simulações iniciais foram feitas para se obter os valores de amplitude dos pulsos de maior interesse. Para o pré-impulso de subida (pulso do gerador 3) ou descida (pulso do gerador 4) foram utilizados valores de 5 ou 10 V. Para o pulso do gerador 1 foi utilizado um valor fixo de 1 V. Já para o valor do pulso do gerador 2 foi utilizada uma maior variação de valores, já que foi observado que para haver a reprodução do pulso de corrente na resposta óptica do SOA, um elevado valor deste pulso se faz necessário.

Para a técnica de alimentação adiante funcionar como um regenerador 2R é necessário, conforme explicado anteriormente, um sincronismo entre o sinal óptico e o sinal de corrente, havendo uma coincidência da forma e da fase. Nas simulações realizadas, não foi considerado

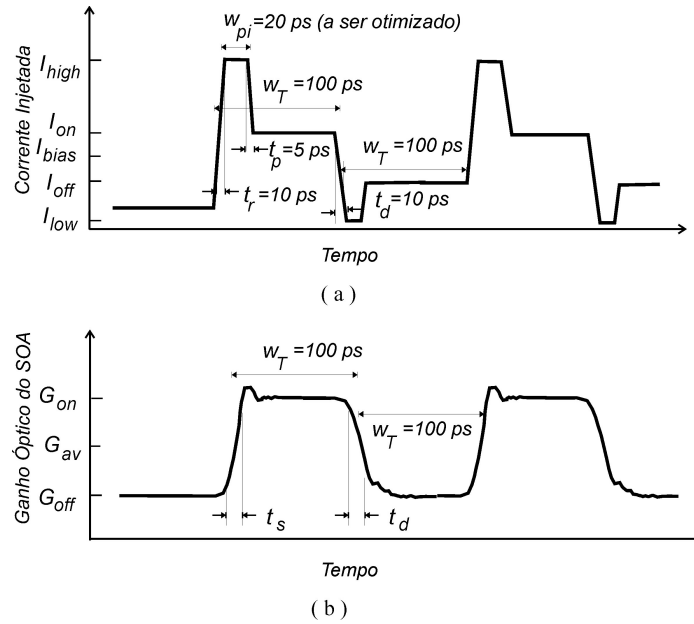


Figura 5.3: Trem de pulsos a ser simulado utilizando uma taxa de 10 Gbps: (a) trem de pulsos de corrente na entrada do circuito equivalente; (b) trem de pulsos ópticos após a simulação.

o sinal óptico de entrada como um trem de pulsos, mas apenas como um sinal contínuo (com valor de  $158,5 \mu\text{W}$ ). Por isso, a análise da reprodução do sinal de corrente na resposta óptica de saída do SOA é necessária, pois se houver a reprodução idêntica, significa que caso o sinal óptico de entrada fosse um trem de pulso sincronizado com o sinal de corrente de polarização utilizado haveria sim um aumento da razão de extinção. Já se não houver reprodução, esta melhoria na razão de extinção não ocorrerá. A Fig. 5.3(b) apresenta como deve ser a resposta óptica de saída após a técnica de alimentação adiante com um sinal óptico de entrada contínuo. Além disso, os pré-impulsos de subida e descida só estão presentes no sinal de corrente, não estando presentes no sinal óptico de entrada caso um trem de pulso fosse utilizado. O pré-impulso é adicionado somente ao sinal de corrente de polarização visando obter maior velocidade no tempo de resposta do SOA à técnica de alimentação adiante.

O objetivo das simulações realizadas é observar a influência do circuito equivalente na resposta da técnica de alimentação adiante, a possibilidade de melhoria no tempo de resposta do SOA para esta técnica e por último, observar até que taxa este SOA simulado pode ser utilizado para se realizar a técnica de alimentação adiante. Por esses objetivos, além de se apresentar os resultados simulados visualmente, também são apresentados resultados como tempo de subida, contraste óptico e largura do pulso após a simulação.

As simulações foram realizadas para dois casos: considerando o circuito equivalente completo e considerando apenas os componentes que constituem o *chip* do SOA. Além disso,

foram feitas simulações para as taxas de 0,5, 1 e 10 Gbps.

## 5.3 Resultados simulados

Nesta seção são apresentados os resultados simulados, estando agrupados por taxa de modulação.

### 5.3.1 Taxa de 0,5 Gbps

Para se trabalhar com esta taxa, foi utilizado um trem de pulsos como sinal de corrente de polarização com pulsos de largura de 2 ns. O pulso do gerador 1 apresenta uma amplitude fixa de 1 V e largura de 7,8 ns, permitindo a reprodução de dois pulsos e um período em que o pulso assume um valor zero. O pulso do gerador 2 tem amplitude variável e uma largura de 1,8 ns que somada com a largura do pré-impulso de descida de 0,2 ns, obtém-se a largura total de 2 ns. O pré-impulso de subida apresenta uma largura de 0,3 ns e amplitude variável, assim como o de descida. As combinações de amplitude utilizadas serão assim apresentadas: amplitude do pré-impulso de descida \_ amplitude do pulso do gerador 1 \_ amplitude do pulso do gerador 2 \_ amplitude do pré-impulso de subida. Por exemplo, o caso 4\_1\_8\_5, apresenta um valor de 4 V para o pré-impulso de descida, 1 V para o pulso do gerador 1 (que vai ser constante para todos os casos), 8 V para o pulso do gerador 2 e 5 V para o pré-impulso de subida. Assim, para a taxa de modulação de 0,5 Gbps, foram simuladas as seguintes combinações de amplitude dos pulsos: 4\_1\_8\_5, 4\_1\_10\_5, 5\_1\_15\_5, 5\_1\_20\_5, 5\_1\_30\_5, 10\_1\_50\_10 e 10\_1\_100\_10.

Inicialmente, são apresentadas simulações para o caso de circuito equivalente completo. Uma comparação entre o sinal ideal (sem considerar o circuito equivalente) e o sinal após o circuito equivalente é apresentada para a corrente de polarização e para a resposta óptica do Z-SOA (Fig. 5.4). A combinação dos valores de amplitude apresentada na Fig. 5.4 é 4\_1\_10\_5. Observa-se que para o caso do sinal de corrente (Fig. 5.4(a)), o sinal após o circuito equivalente apresenta o comportamento já comentado no capítulo de chaveamento eletro-óptico, com um atraso na resposta e uma atenuação. Isso ocorre devido aos componentes do circuito equivalente. Uma diferença observada é que devido a menor largura do pulso de entrada, só existe o *overshoot* inicial e uma segunda flutuação. Pelo mesmo motivo, praticamente não há amortecimento destas flutuações. A falta de uma maior duração do pulso para que ocorra o amortecimento das flutuações e estabilização do ganho do SOA simulado é o que provoca uma flutuação presente no nível que deveria ser zero.

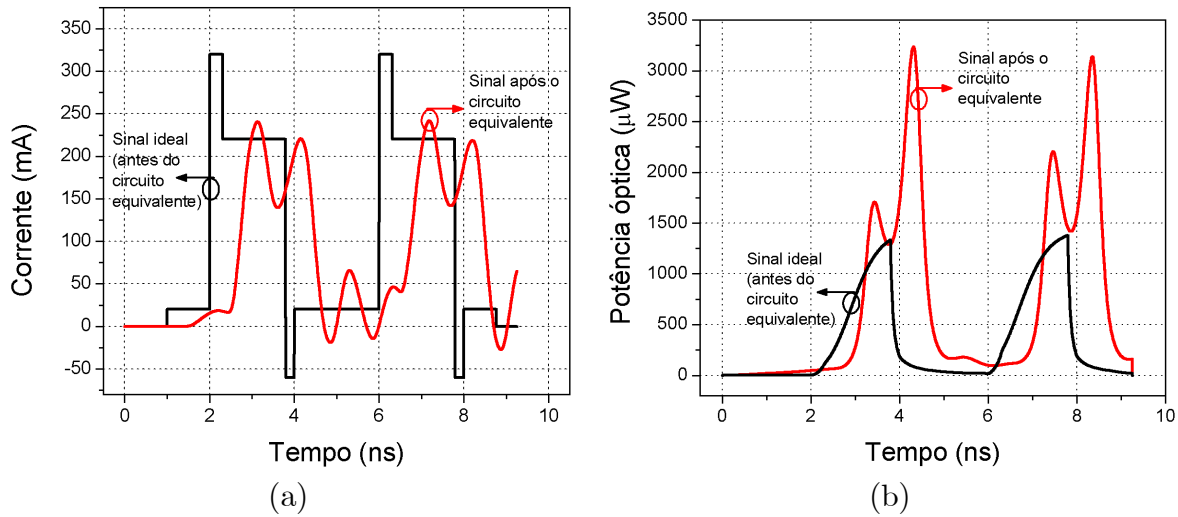


Figura 5.4: Comparação entre o sinal ideal (antes do circuito equivalente) e o sinal após o uso do circuito equivalente completo para uma taxa de 0,5 Gbps: (a) corrente de polarização e (b) resposta óptica.

A Fig. 5.4(b) apresenta as respostas ópticas. Apesar da maior corrente de polarização do sinal considerado ideal, a potência óptica obtida foi menor do que para o caso do sinal de corrente após o circuito equivalente. Uma possível justificativa é que para o caso ideal, o tempo de subida de 0 a 300 mA é de 10 ps, e o Z-SOA não consegue responder com essa velocidade, já que como comentando anteriormente, este *software* não considera efeitos intrabanda (queima espectral de lacunas e aquecimentos de portadores) responsáveis pelas transições mais rápidas do SOA. Já para o caso de corrente após o circuito equivalente, devido à resposta dos componentes do circuito, o tempo é superior a 600 ps, permitindo ao Z-SOA responder melhor a essa variação de corrente, obtendo maiores valores de potência óptica de saída.

Além disso, observa-se que as respostas ópticas para os dois casos de sinal de corrente apresentam um alargamento do pulso de alguns picossegundos, assim como um comportamento diferente para os dois pulsos, sendo mais nítida essa observação para o caso do sinal após o circuito equivalente, no qual, as flutuações do segundo pulso apresentam maiores amplitudes do que as do primeiro pulso. Esse resultado está associado ao tempo de estabilização necessário para a melhor resposta do Z-SOA, estando também relacionado a uma dependência da resposta do Z-SOA com o padrão de bits. Observa-se também o atraso já apresentado na Fig. 5.4(a). Além de todas essas observações é importante notar que a resposta óptica não reproduz o sinal de corrente de polarização e nem se aproxima do ilustrado na Fig. 5.3(b). Na busca por essa resposta óptica que reproduza o sinal de corrente de polarização, aumentaram-se os valores das amplitudes dos pulsos. Para esses demais casos de valores de

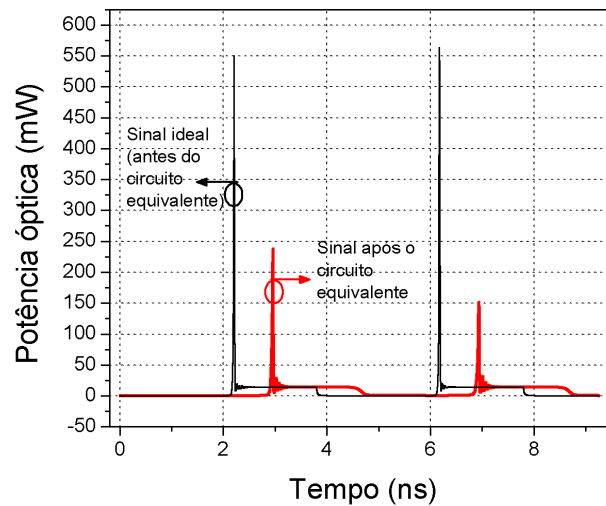


Figura 5.5: Resposta óptica do sinal de corrente ideal e do sinal de corrente após o circuito equivalente completo para uma taxa de 0,5 Gbps.

amplitude dos pulsos, não há diferença no formato dos sinais de corrente, apenas aumento da amplitude dos pulsos que o compõem e aumento da amplitude do *overshoot* e da flutuação. Porém, para o caso da resposta óptica há bastante diferença ao se aumentar os valores da amplitude dos pulsos, como pode ser observado na Fig. 5.5.

Para valores de amplitude de 10\_1\_50\_10, conseguiu-se obter uma resposta óptica semelhante ao sinal de corrente de polarização, porém, com elevado *overshoot*. Observa-se que nesse caso, houveram algumas pequenas flutuações após o *overshoot*, com amortecimento destas antes do término do pulso, ocorrendo assim uma estabilização do nível mais alto. Essas flutuações estão relacionadas ao circuito equivalente, estando melhor explicadas no Capítulo 3 desta tese. Para esses altos valores de amplitude, a resposta óptica do sinal de corrente ideal (sem considerar o circuito equivalente) apresenta um maior *overshoot*, porém com o mesmo nível de potência do que outro caso (utilizando o circuito equivalente) após o *overshoot* inicial. Este comportamento contrário ao observado na Fig. 5.4(b), só pode ser explicado pela necessidade de elevada corrente de polarização para que o Z-SOA possa responder a uma variação mais rápida. Assim, para esses valores de amplitude dos pulsos, conseguiu-se obter uma resposta óptica capaz de regenerar o sinal por meio da técnica de alimentação adiante, injetando um trem de pulsos juntamente com o sinal óptico no SOA.

Como observado na Fig. 5.5, o comportamento desejado só será obtido para altos valores de amplitudes do pulso 2 e assim um elevado *overshoot* será observado na maioria dos casos. Desta forma, para estes altos valores de amplitudes, os resultados serão apresentados em escala logarítmica. Além disso, fica clara a necessidade de eliminar o *overshoot*, podendo o

uso do regenerador apresentado no Capítulo 4 ser uma boa solução.

Na Fig. 5.6, estão apresentados os casos de amplitude dos pulsos de 5\_1\_15\_5 ideal e após o circuito equivalente e 5\_1\_30\_5 após o circuito o equivalente. Observa-se que até o valor de 15 V de amplitude para o pulso do gerador 2, a resposta óptica ainda não assume o comportamento desejado, ocorrendo apenas para o caso do valor de amplitude deste pulso de 30 V. O caso de maiores amplitudes 10\_1\_100\_10 também não foi apresentado, pois o comportamento é semelhante ao da Fig. 5.5, porém com um maior *overshoot*. Com estes resultados obtidos por meio de simulações foram calculados alguns parâmetros importantes: tempo de subida, largura do pulso e contraste óptico. Os resultados estão apresentados na Tabela 5.1. Como observado nas figuras, há algumas diferenças entre o primeiro e segundo pulsos após a simulação. Porém, estas pequenas diferenças não são tão significativas, estando apresentados na Tabela 5.1 apenas os resultados calculados para o primeiro pulso.

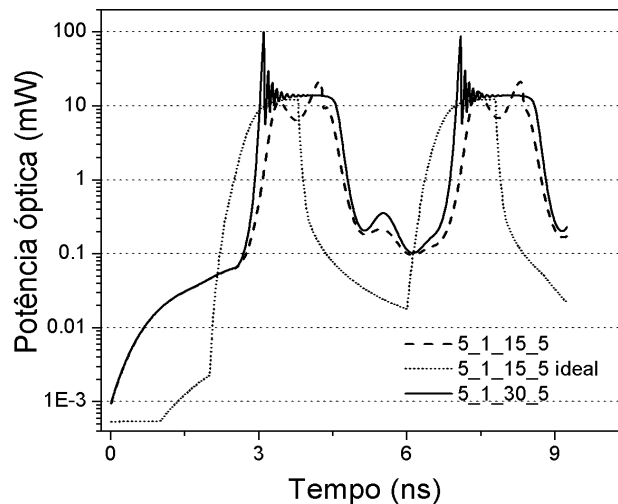


Figura 5.6: Respostas ópticas utilizando uma taxa de 0,5 Gbps para diferentes casos de amplitude dos pulsos do sinal inicial de entrada para o circuito equivalente completo.

Dos resultados da tabela, observa-se que o tempo de subida decresce com o aumento da amplitude dos pulsos, chegando a um valor mínimo de 40 ps (para o caso em que se considera o circuito equivalente), porém com elevadíssima amplitude do pulso do gerador 2. O tempo de subida do caso ideal se apresentou maior que o do caso da corrente após o circuito equivalente para baixos valores de amplitude, até 5\_1\_15\_5, nos quais o comportamento da resposta óptica não é o desejado. Para altos valores de amplitude dos pulsos, a resposta óptica assume o comportamento desejado e o caso ideal passa a apresentar menor tempo de subida que o caso da corrente após o circuito equivalente.



Tabela 5.1: Resultados obtidos a partir das simulações utilizando uma taxa de 0,5 Gbps e circuito equivalente completo

Amplitude dos pulsos (V)	Tempo de subida (ps)	Contraste óptico (dB)	Largura (ns)
4_1_8_5 ideal	1208	23	2,35
4_1_8_5	395	10	2,31
4_1_10_5 ideal	1106	24	2,19
4_1_10_5	408	13	2,31
5_1_15_5 ideal	689	22	1,83
5_1_15_5	239	20	2,08
5_1_20_5	134	23	2,22
5_1_30_5	87	22	1,93
10_1_50_10 ideal	28	38	1,73
10_1_50_10	57	23	1,94
10_1_100_10	40	23	2,01

Com relação ao contraste óptico que é a relação entre o nível de potência do bit "1" e do bit "0" após a aplicação da técnica de alimentação adiante, o caso ideal (sem considerar o circuito equivalente) apresentou maiores valores que o caso em que se considera o circuito equivalente para cada caso de combinação de amplitude, como por exemplo, para o caso 4\_1\_8\_5 ideal que apresentou contraste óptico de 23 dB muito superior ao caso 4\_1\_8\_5 em que se considera o circuito equivalente (10 dB). O caso em que se considera o circuito equivalente só apresentou maiores valores de contraste óptico para altos valores de amplitude do pulso do gerador 2.

Com relação à largura do pulso após a simulação, os valores obtidos foram bem próximos ao do pulso inicial de entrada (2 ns). Observou-se uma diminuição nos valores de largura a partir dos valores de amplitude em que o pulso de saída da simulação assume o comportamento desejado, ou seja, a partir do caso 5\_1\_30\_5, apresentando valores de 1,93 a 2,01 ns, com valor mínimo de 1,7 para o caso 10\_1\_50\_10 ideal. Na maioria dos casos, a largura obtida para o caso ideal foi inferior ao caso em que o circuito equivalente é considerado, excetuando-se o caso 4\_1\_8\_5, no qual se observa um comportamento contrário.

Assim, observa-se que obtendo o comportamento desejado (acima de 5\_1\_30\_5), os valores obtidos da simulação são os mais interessantes, pois apresentam baixo tempo de subida, elevado contraste óptico e manutenção da largura do pulso com pequenas variações (mas sem alargamento do pulso). Desta forma, além de se procurar obter o comportamento da resposta óptica simulada para que, ao se utilizar um trem de pulsos ópticos como sinal de entrada, possa-se obter uma regeneração 2R, esta resposta óptica apresentará o melhor comportamento, otimizando a resposta a técnica de alimentação adiante. Contudo, para se obter esse comportamento, elevados valores de amplitude dos pulsos, principalmente do pulso do

gerador 2 se faz necessário, o que dificulta a reprodução na prática. Porém, o comportamento ineficiente do Z-SOA, no qual não são considerados efeitos intrabanda além de utilizar-se de um modelo com níveis de energia de bandas simplicados para dois níveis homogeneamente distribuídos, pode ser a causa da necessidade de elevados valores de amplitude.

Outro motivo desses elevados valores de amplitude dos pulsos é o próprio SOA simulado que apresenta limitações no tempo de resposta, associado ao tempo de vida dos portadores que é de algumas centenas de picossegundos. Esses dois motivos comentados apresentam maior influência à medida que se aumenta a taxa de repetição como será observado mais adiante.

Por último, o circuito equivalente é um outro motivo da necessidade de se operar com elevados valores de amplitude dos pulsos, pois os componentes que o constituem atenuam o sinal de entrada. Esse fato pode ser mostrado pela apresentação de resultados simulados em que se considera somente o *chip* do SOA, excluindo-se os componentes presentes no acoplamento e no encapsulamento. Ao serem desconsiderados alguns componentes do circuito equivalente, observa-se a redução na amplitude dos pulsos necessária para se obter o comportamento desejado. Para comprovar estes resultados algumas simulações são apresentadas.

Na Fig. 5.7(a), está apresentado a simulação do sinal de corrente para o caso ideal sem considerar o circuito equivalente e para o caso após o circuito equivalente. Neste caso, o circuito equivalente considera apenas o *chip* do SOA. O caso apresentado é o mesmo da Fig. 5.4, caso 4\_1\_10\_5. As diferenças principais observadas são: menor atenuação devido à menor quantidade de componentes no circuito, observando maior valor de corrente para o caso após o circuito equivalente e a presença basicamente de um *overshoot* inicial, com o nível estabilizando logo após o *overshoot*, ou seja, sem flutuações. Estes comportamentos já foram observados nas simulações apresentadas no Capítulo 3.

Na Fig. 5.7(b), está ilustrada a resposta óptica aos sinais de corrente apresentados na Fig. 5.7(a). Observa-se uma maior amplitude da resposta óptica para o caso do sinal de corrente após o circuito equivalente. A pequena amplitude do caso de sinal de corrente ideal é justificado pelo mesmo motivo apresentado anteriormente, a subida total do pulso de corrente inicial em 10 ps. Comparando-se com a Fig. 5.4(b), observa-se um maior valor de amplitude para o caso do sinal de corrente após o circuito equivalente, o que está associado ao observado na Fig. 5.7(a), no qual se observa menor atenuação.

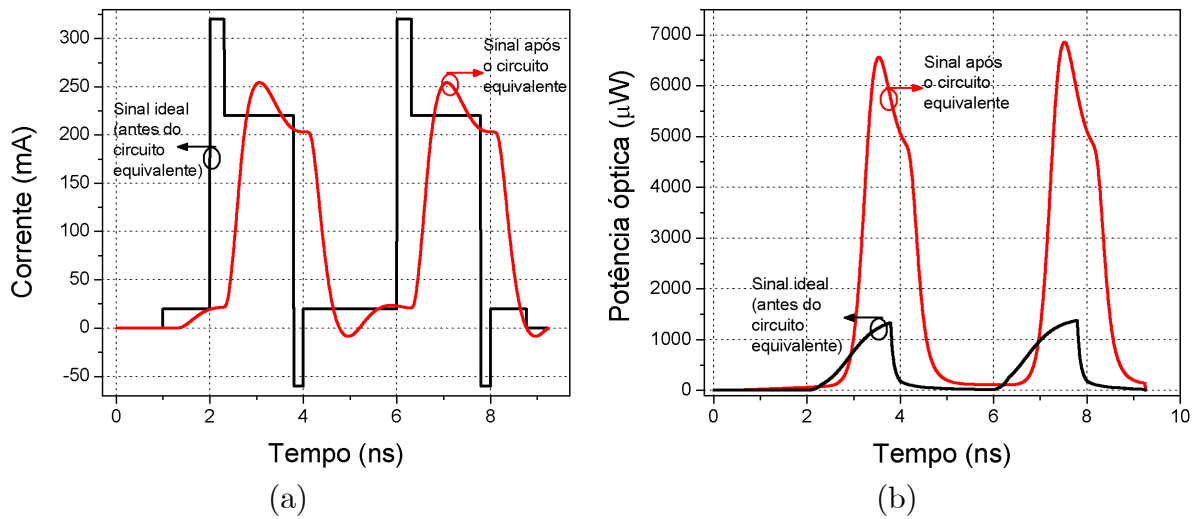


Figura 5.7: Comparação entre o sinal ideal (antes do circuito equivalente) e o sinal após o circuito equivalente (considerando apenas o chip do SOA) para taxa de 0,5 Gbps: (a) corrente de polarização e (b) resposta óptica.

Como no caso do circuito equivalente completo, o aumento da amplitude dos pulsos não ocasiona mudanças no comportamento das curvas apresentadas na Fig. 5.7(a); apenas aumentando o valor de corrente de acordo com o aumento da amplitude dos pulsos. No caso da resposta óptica, também ocorre o mesmo comportamento do caso de simulação para o circuito equivalente completo. O comportamento da Fig. 5.7(b) é mantido para alguns valores de corrente, mas acima de um determinado valor o comportamento obtido da resposta óptica é o comportamento desejado, semelhante ao da Fig. 5.5. A principal diferença é que para o caso em que se considera apenas o *chip* do SOA, a diminuição da atenuação proporcionada pelos componentes não considerados permite que o comportamento da resposta óptica da Fig. 5.5 seja obtido para valores mais baixos de amplitude dos pulsos, neste caso para 5\_1\_15\_5.

As curvas da Fig. 5.8 ilustram a resposta óptica em uma escala logarítmica para os casos de valores de amplitude já comentados. Observa-se que para o caso 5\_1\_15\_5 já há o comportamento desejado. Observa-se que para maiores valores de amplitude, principalmente do pulso do gerador 2, obtêm-se maiores valores de *overshoot*. Ao se comparar esses resultados obtidos em que se considera somente o *chip* do SOA com o caso em que se considera o circuito equivalente completo, observa-se maiores valores de potência óptica de saída.

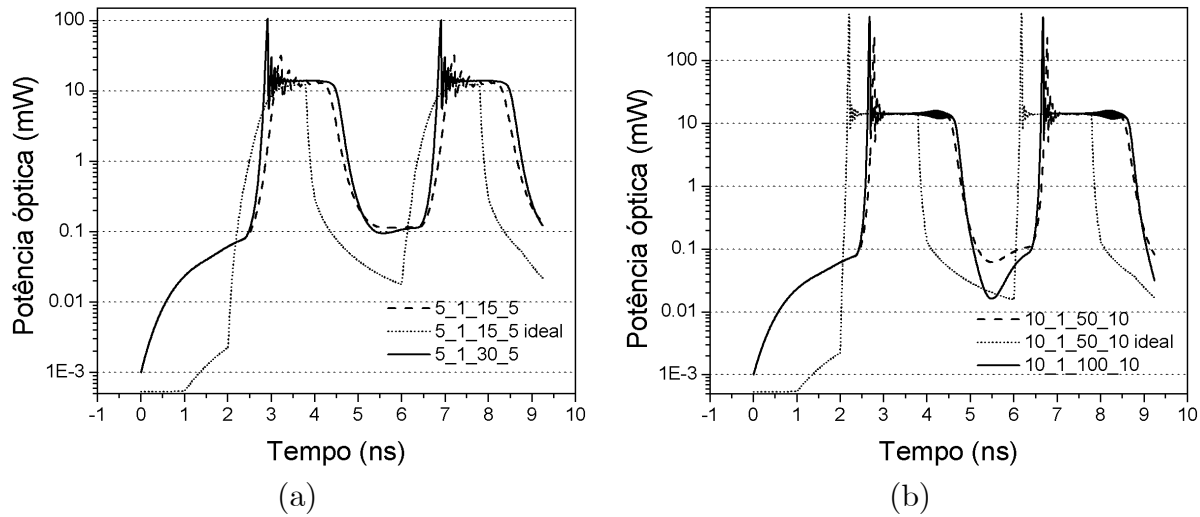


Figura 5.8: Respostas ópticas utilizando uma taxa de 0,5 Gbps para diferentes casos de amplitude dos pulsos do sinal inicial de entrada, considerando somente o chip do SOA.

Da mesma forma que para o caso de circuito equivalente completo foi elaborada uma tabela com os parâmetros: tempo de subida, largura e contraste óptico. A Tabela 5.2 apresenta os valores para o primeiro pulso, já que as variações do segundo pulso em relação ao primeiro são pequenas.

Tabela 5.2: Resultados obtidos a partir das simulações utilizando uma taxa de 0,5 Gbps e circuito equivalente constituído apenas pelo chip do SOA

Amplitude dos pulsos (V)	Tempo de subida (ps)	Contraste óptico (dB)	Largura (ns)
4_1_8_5 ideal	1200	24	2,25
4_1_8_5	513	14	2,56
4_1_10_5 ideal	1101	22	2,13
4_1_10_5	458	17	2,39
5_1_15_5 ideal	693	26	1,88
5_1_15_5	182	19	2,13
5_1_20_5	122	20	2,36
5_1_30_5	78	16	2,06
10_1_50_10 ideal	28	36	1,85
10_1_50_10	48	14	2,12
10_1_100_10	36	16	2,21

Os resultados apresentados são semelhantes ao caso em que se considera o circuito equivalente completo. O tempo de subida decresceu com aumento da amplitude dos pulsos tanto para o caso ideal (sem o circuito equivalente) como para o caso do sinal de corrente após o circuito equivalente. Para os casos ideais, houve redução de 1200 ps para 28 ps (caso 10\_1\_50\_10 ideal). Já o tempo de subida para o caso do sinal de corrente após o circuito

equivalente reduziu de 513 ps para 36 ps (10\_1\_100\_10). Esses valores de tempo de subida são semelhantes aos do caso em que se considera o circuito equivalente completo com pequena diminuição nos valores.

O contraste óptico apresenta diferenças nos valores, embora o comportamento seja semelhante com maiores valores para os casos ideais. A principal diferença está na redução dos valores de contraste óptico para os altos valores de amplitude. Este resultado pode ser explicado devido a imprecisões no cálculo do nível do bit "0" devido ao elevado *overshoot* que reduz a visualização dos níveis mais baixos. Outro motivo é que com redução da atenuação, não só o *overshoot* e o nível "1" assumem maiores valores de potência óptica, mas o nível "0" também, reduzindo o contraste óptico.

Com relação à largura do pulso, os casos considerados ideais assumiram menores valores que os respectivos casos em que o circuito equivalente (neste caso somente o *chip* do SOA) é considerado. Para esses casos em que se considera o circuito equivalente, observa-se valores próximos ao pulso inicial de 2 ns.

Desta forma, as simulações realizadas considerando apenas o *chip* do SOA no circuito equivalente apresentam maiores valores de amplitude e *overshoot*. Isto ocorre devido à redução da atenuação causada pelos componentes presentes no acoplamento e encapsulamento. Estes maiores valores de amplitude permitem obter o comportamento da resposta óptica necessário para que a técnica de alimentação adiante funcione como um regenerador 2R empregando menores valores de amplitude dos pulsos, principalmente do pulso do gerador 2 (15 V). Assim, valores de amplitude dos pulsos mais próximos da realidade são considerados, não esquecendo o desempenho imperfeito do Z-SOA já comentado anteriormente.

Com relação à taxa de 0,5 Gbps, observa-se que é possível obter o funcionamento da técnica de alimentação adiante para essa taxa, com valores de amplitude dos pulsos de 5\_1\_30\_5 para o caso do circuito equivalente completo, e de 5\_1\_15\_5 para o circuito equivalente somente com o *chip* do SOA. Foram obtidos pequenos valores de tempo de subida para altas amplitudes, com valores de até 36 ps. Assim, a técnica de alimentação adiante foi simulada para a taxa de 0,5 Gbps, considerando o circuito equivalente completo ou somente o *chip* do SOA, obtendo-se bons resultados, porém apresentando a necessidade de elevados valores de amplitude dos pulsos.

### 5.3.2 Taxa de 1 Gbps

Para as simulações realizadas para esta taxa, a largura do pulso do gerador 1 utilizado foi de 6,53 ns, sendo realizado a reprodução de 3 períodos desta taxa (1 ns). Foi utilizada uma maior largura do pulso do gerador 1 para permitir a estabilização do Z-SOA. Para o

pré-impulso de subida foi utilizado largura de 0,2 ns e para o de descida, largura de 0,1 ns. A largura do pulso do gerador 2 foi de 0,9 ns que adicionada à largura do pré-impulso de descida é igual ao período de 1 ns. Foram reproduzidos dois pulsos e um intervalo que corresponde ao bit "0" entre esses dois pulsos (igual ao caso da taxa de 0,5 Gbps). Foram simulados os mesmo valores de amplitude do caso da taxa de 0,5 Gbps e mais os casos: 5\_1\_50\_5 e 10\_1\_30\_10.

Inicialmente, também se considera o caso em que as simulações foram realizadas considerando o circuito equivalente completo. A Fig. 5.9(a) apresenta o sinal de corrente de polarização para o caso de amplitudes dos pulsos de 4\_1\_8\_5 para o caso considerado ideal sem utilizar o circuito equivalente e o caso em que se utiliza o circuito equivalente. Observa-se menor largura dos pulsos em ambos os casos. Isto logicamente é devido ao aumento da taxa de repetição e consequente redução da largura do pulso ao se comparar com o caso da taxa de 0,5 Gbps. O comportamento é semelhante ao caso da taxa de 0,5 Gbps, com atraso e atenuação quando se considera o circuito equivalente. A principal diferença é que devido à redução na largura do pulso, não há diferenciação entre *overshoot* e o nível estável, não ocorrendo nenhuma flutuação, a não ser após os dois pulsos, para valores em que o trem de pulsos deveria estar reproduzindo o nível "0". Na Fig. 5.9(b), as respostas ópticas aos sinais de corrente da Fig. 5.9(a) estão ilustradas. O mesmo comportamento do caso da taxa de 0,5 Gbps é observado.

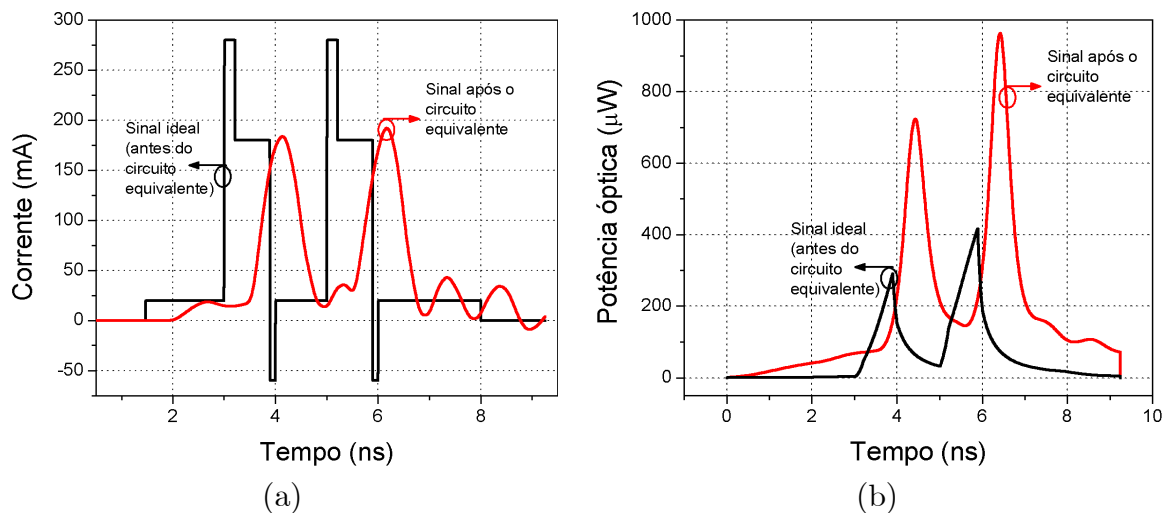


Figura 5.9: Comparação entre o sinal ideal (antes do circuito equivalente) e o sinal após o circuito equivalente completo para uma taxa de 1 Gbps: (a) corrente de polarização e (b) resposta óptica.

Ao se variarem os valores de amplitude dos pulsos, o que se observa é um aumento ou diminuição dos valores de corrente, mas o comportamento é mantido. Para o caso da resposta óptica, assim como no caso da taxa de 0,5 Gbps, o aumento da amplitude dos pulsos modifica

o comportamento da resposta óptica, obtendo-se o comportamento desejado para a técnica de alimentação adiante, como pode ser observado na Fig. 5.10, para o caso 10\_1\_50\_10. A partir dos valores de amplitude dos pulsos de 5\_1\_30\_5, o comportamento de reprodução do pulso de corrente de polarização é observado. O mesmo comportamento do caso de 0,5 Gbps é observado com maior *overshoot* para o caso do sinal de corrente ideal do que para o caso do sinal de corrente após o circuito equivalente. Entretanto, apesar da diferença nos valores de *overshoot*, o nível "1" estabilizado é o mesmo. São observadas flutuações que são amortecidas até se estabilizarem.

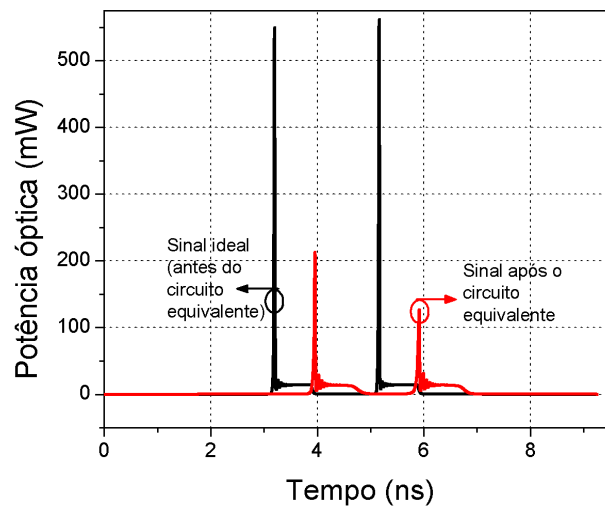


Figura 5.10: Resposta óptica do sinal de corrente ideal e do sinal de corrente após o circuito equivalente para uma taxa de 1 Gbps.

Assim, para o caso de taxa de 1 Gbps também são necessários elevados valores de amplitude dos pulsos para se obter o comportamento desejado da resposta óptica. As comparações, entre os casos considerados ideais e os casos em que o circuito equivalente é considerado, são as mesmas da taxa de 0,5 Gbps. Na Fig. 5.11, estão apresentadas algumas respostas ópticas, apenas para ilustrar a variação do comportamento da resposta com o aumento dos valores de amplitude dos pulsos iniciais. Estas respostas ópticas encontram-se ilustradas em uma escala logarítmica.

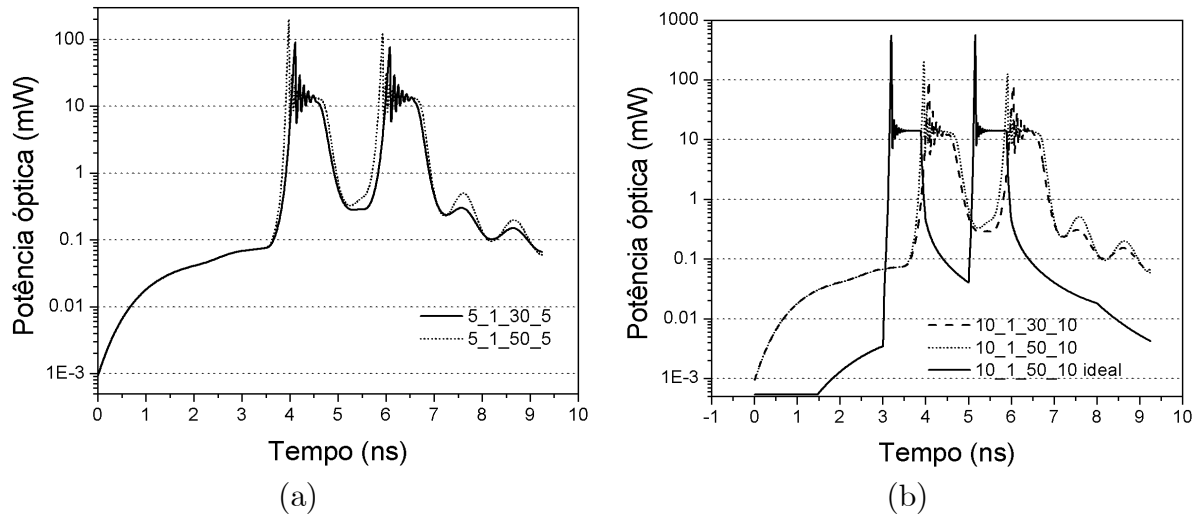


Figura 5.11: Resposta óptica de diferentes casos de amplitude dos pulsos do sinal inicial de entrada para o caso em que o circuito equivalente completo do SOA é considerado para uma taxa de 1 Gbps.

O aumento da amplitude do pulso do gerador 2 proporciona um aumento na amplitude do *overshoot* e do nível "1" estabilizado. Assim, utilizando os resultados obtidos a partir das simulações para as diferentes combinações de valores das amplitudes dos pulsos iniciais foi elaborada uma tabela semelhante às observadas no caso da taxa de 0,5 Gbps. A Tabela 5.3 apresenta os resultados obtidos para tempo de subida, contraste óptico e largura do pulso, calculados para o primeiro pulso da resposta óptica, desconsiderando as pequenas variações presentes no segundo pulso em relação ao primeiro.

Tabela 5.3: Resultados obtidos a partir das simulações utilizando uma taxa de 1 Gbps e circuito equivalente completo

Amplitude dos pulsos (V)	Tempo de subida (ps)	Contraste óptico (dB)	Largura (ns)
4_1_8_5 ideal	645	14	1,51
4_1_8_5	420	8	1,45
4_1_10_5	394	11	1,41
5_1_15_5	437	9	1,62
5_1_20_5 ideal	181	22	0,79
5_1_20_5	148	21	1,47
5_1_30_5	92	23	0,89
5_1_50_5	62	23	1,1
10_1_30_10	89	22	0,92
10_1_50_10 ideal	29	36	0,89
10_1_50_10	61	23	1,05
10_1_100_10	41	22	1,17

Os resultados são semelhantes ao caso da taxa de 0,5 Gbps, apresentando maiores valores



de tempo de subida para os casos de menor amplitude dos pulsos, iniciando com valor de 645 ps para o caso 4\_1\_8\_5 ideal. Foram obtidos valores de tempo de subida de até 41 ps para o caso em que se considera o circuito equivalente e 29 ps para o caso em que este não é considerado. Comparando-se com os mesmo casos de amplitude para taxa de 0,5 Gbps, observam-se menores valores de tempo subida para a taxa de 1 Gbps.

Com relação ao contraste óptico, notam-se valores muito baixos para os menores valores de amplitude dos pulsos, porém com comportamento semelhante a taxa de 0,5 Gbps para maiores valores de amplitude. A largura dos pulsos dos casos ideais apresentou menores valores, exceto o caso 4\_1\_8\_5 ideal. Para os casos em que o circuito equivalente é considerado, há uma diminuição dos valores da largura com aumento da amplitude dos pulsos, com algumas exceções que podem ser motivadas por imprecisões. As principais exceções são os casos 5\_1\_15\_5 e 10\_1\_100\_10. Para baixos valores de amplitude dos pulsos iniciais, a largura dos pulsos após a simulação apresentou valores bem acima do esperado que seria de 1 ns, porém para maiores valores de amplitude dos pulsos, os valores de largura apresentaram valores compatíveis aos esperados.

Assim como para a taxa de 0,5 Gbps, as simulações realizadas considerando o circuito equivalente constituído apenas pelo *chip* do SOA apresentam o comportamento da resposta óptica desejado para menores valores de amplitude dos pulsos iniciais. Isso ocorre devido à diminuição da atenuação causada pelos componentes presentes no acoplamento e no encapsulamento. As correntes de polarização obtidas por meio de simulações para a taxa de 1 Gbps (não ilustradas), considerando o circuito equivalente apenas constituído pelo *chip* do SOA, são muito semelhantes às apresentadas na Fig. 5.9(a). As diferenças são: maiores valores de amplitude devido à redução da atenuação e a diminuição das flutuações presentes no nível baixo de corrente. Como no pulso de corrente apresentado na Fig. 5.9(a) não há flutuações devido à sua pequena largura.

Para o caso da taxa de 1 Gbps e circuito equivalente só com *chip* do SOA, o comportamento desejado para a resposta óptica é obtido para os valores de amplitude dos pulsos de 5\_1\_20\_5, inferiores ao necessário para o caso em que se considera o circuito equivalente completo. A Fig. 5.12 ilustra a resposta óptica de algumas combinações dos valores de amplitude dos pulsos iniciais para a taxa de 1 Gbps e circuito equivalente constituído só do *chip* do SOA. As combinações de valores de amplitude de 5\_1\_20\_5, a partir da qual, o comportamento desejado da resposta óptica é obtido também é apresentado.

A partir das simulações, obteve-se valores para tempo de subida, contraste óptico e largura para o primeiro pulso da resposta óptica. Estes valores são apresentados na Tabela 5.4.

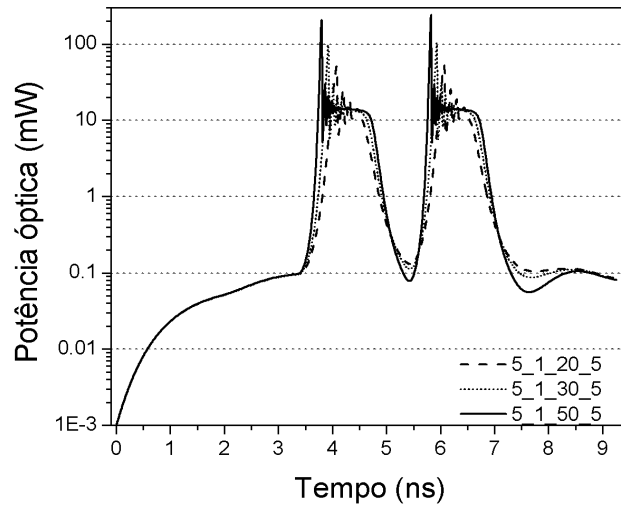


Figura 5.12: Resposta óptica utilizando uma taxa de 1 Gbps para diferentes casos de amplitude dos pulsos do sinal inicial de entrada, considerando somente o chip do SOA.

Tabela 5.4: Resultados obtidos a partir das simulações utilizando uma taxa de 1 Gbps e circuito equivalente constituído apenas pelo chip do SOA

Amplitude dos pulsos (V)	Tempo de subida (ps)	Contraste óptico (dB)	Largura (ns)
4_1_8_5	465	12	1,66
4_1_10_5 ideal	629	22	1,43
4_1_10_5	393	15	1,46
5_1_15_5	186	15	1,14
5_1_20_5	125	16	1,09
5_1_30_5	79	14	1,14
5_1_50_5	57	16	1,27
10_1_30_10	76	15	1,19
10_1_50_10 ideal	26	15	0,8
10_1_50_10	46	11	1,23
10_1_100_10	37	15	1,31

O tempo de subida variou de 465 a 37 ps para os casos em que o circuito equivalente (neste caso somente o *chip*) é considerado. Observa-se uma diminuição do tempo de subida com o aumento da amplitude dos pulsos iniciais, principalmente da amplitude do pulso do gerador 2. Comparando os valores do tempo de subida desta tabela com a Tabela 5.3 para cada caso de combinação de valores de amplitude dos pulsos iniciais, notam-se menores valores de tempo de subida para o caso em que o circuito equivalente é constituído apenas com o *chip* do SOA.

O contraste óptico apresentado para o caso em que somente o *chip* do SOA é considerado no circuito equivalente, apresenta valores em torno de 15 dB com pequenas variações. Os

menores valores foram obtidos para os casos 4\_1\_8\_5 e 10\_1\_50\_10 e maior valor obtido foi de 22 dB para o caso 4\_1\_10\_5 ideal. Comparando com o caso em que se considera o circuito equivalente completo, observa-se que para baixos valores de amplitude dos pulsos iniciais, os valores de contraste óptico são menores para este caso. Contudo, para altos valores de amplitude dos pulsos iniciais, o caso em que se considera o circuito equivalente completo apresenta maiores valores de contraste óptico. A justificativa para tal resultado é a mesma apresentada para a taxa de 0,5 Gbps, estando relacionada a imprecisões devido ao alto *overshoot* que dificulta a visualização dos baixos níveis de potência e devido à redução da atenuação, que aumenta os valores de potência óptica não só para o *overshoot* e para o nível "1", mas também para o nível "0".

Com relação à largura do pulso da resposta óptica, observa-se valores maiores que 1 ns para a maioria dos casos, ou seja, há um alargamento após a utilização da técnica de alimentação adiante, fato que não é desejável. O único valor de largura abaixo de 1 ns foi para a combinação 10\_1\_50\_10 ideal.

Assim, para a taxa de 1 Gbps, observa-se que é possível o funcionamento da técnica de alimentação adiante. Porém, são necessários elevados valores de amplitude dos pulsos iniciais, principalmente do pulso do gerador 2, acima da realidade dos equipamentos disponíveis. Ao se utilizar somente o *chip* do SOA no circuito equivalente, estes altos valores de amplitude são reduzidos, mas continuam em torno de 5\_1\_20\_5. Para os casos em que a resposta óptica obtida é da forma desejada, observou-se baixos valores de tempo de subida, com bons valores de contraste óptico. Porém, para o caso em que somente o *chip* do SOA é considerado no circuito equivalente, houve um alargamento do pulso em quase todas as combinações de amplitude dos pulsos iniciais analisadas.

### 5.3.3 Taxa de 10 Gbps

Para as simulações realizadas na taxa de 10 Gbps, foram utilizados dois pulsos de largura de 100 ps, como ilustrado na Fig. 5.3. O pulso do gerador 2 assumiu uma largura de 90 ps e o pré-impulso de descida uma largura de 10 ps. O pré-impulso de subida apresentou uma largura um pouco superior à apresentada na Fig. 5.3, de 45 ps. Este aumento foi necessário para que o pré-impulso apresentasse alguma influência no tempo de subida. A largura do pulso do gerador 1 foi de 5,53 ns, permitindo a presença dos dois pulsos mencionados, e de um período em que o trem de pulsos assume o valor "0". O resto do período deste pulso do gerador 1 é utilizado para estabilizar o Z-SOA.

A Fig. 5.13(a) apresenta o sinal de corrente obtido sem considerar o circuito equivalente e considerando este, para uma combinação de valores de amplitude dos pulsos iniciais de

10\_1\_50\_10. Observa-se que o sinal de corrente após passar pelo circuito equivalente não apresenta os dois pulsos iniciais. Isso ocorre porque os pulsos apresentam pequena largura e os componentes presentes no circuito equivalente não conseguem responder a essa rápida variação. Para o sinal de corrente após o circuito equivalente, observam-se muitas flutuações.

A Fig. 5.13(b) apresenta a resposta óptica do Z-SOA ao sinais de corrente ilustrados na Fig. 5.13(a). Observa-se que apesar de no caso do sinal ideal, existirem dois pulsos no sinal de corrente simulado, o Z-SOA não consegue responder a essa rápida variação, apresentando apenas um pulso na resposta óptica. Para o caso do sinal após o circuito equivalente, também há apenas um pulso. Entretanto, isto ocorre devido ao sinal de corrente já apresentar apenas um pulso. A resposta óptica dos dois casos apresenta valores de amplitude semelhantes. As principais diferenças são o atraso e a presença de alguma flutuação após o único pulso.

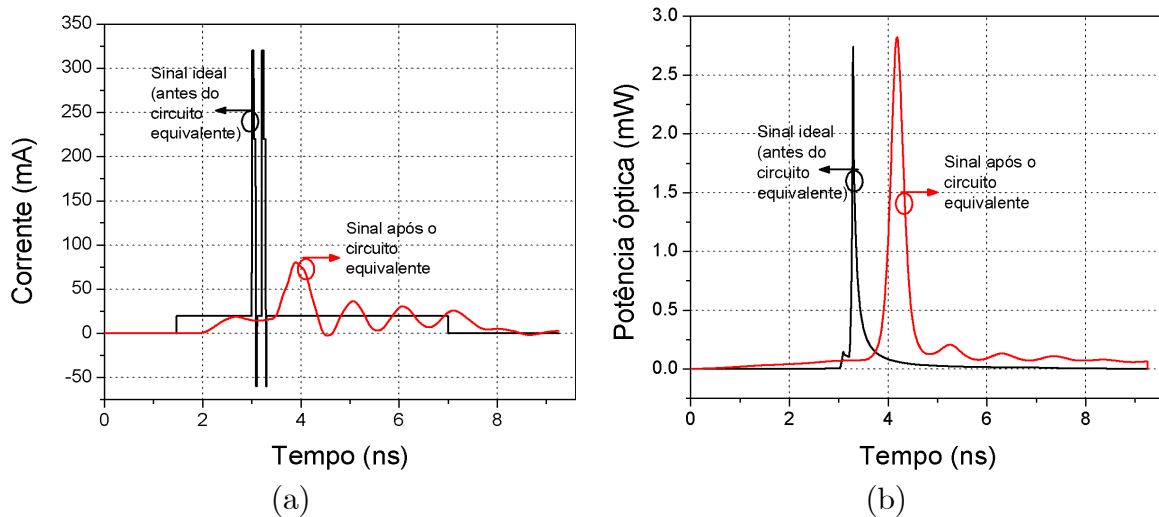


Figura 5.13: Comparação entre o sinal ideal (antes do circuito equivalente) e o sinal após o circuito equivalente completo para uma taxa de 10 Gbps: (a) corrente de polarização e (b) resposta óptica.

Ao se aumentar os valores das amplitudes dos pulsos iniciais, principalmente do pulso do gerador 2, o comportamento desejado para a resposta óptica não é obtida, pois apenas um pulso é reproduzido. Isto pode ser observado na Fig. 5.14, na qual está ilustrado a resposta óptica para o caso 10\_1\_250\_10 em uma escala logarítmica. Observa-se que para o caso em que se considera o circuito equivalente, há um comportamento semelhante ao desejado e aos obtidos para as outras taxas estudadas. Entretanto, apenas um pulso é reproduzido, apresentando apenas flutuações após o pulso. Porém, para o caso ideal não há qualquer semelhança.

O não aparecimento do segundo pulso no caso do sinal ideal se deve ao fato já mencionado que o Z-SOA não prevê efeitos intrabanda. Desta forma, a simulação não consegue responder

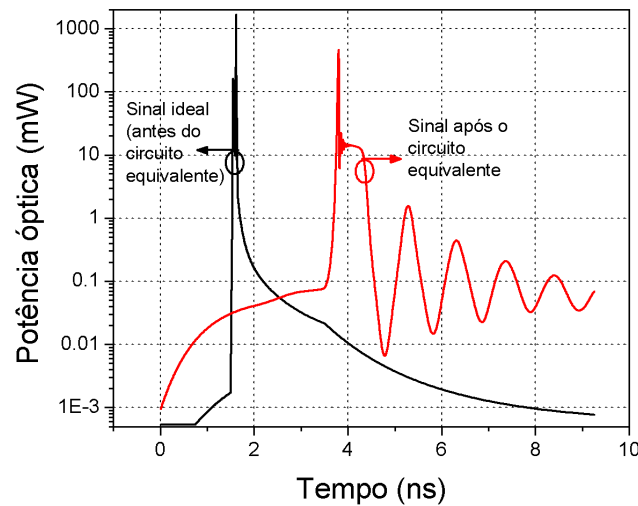


Figura 5.14: Resposta óptica do sinal de corrente ideal e do sinal de corrente após o circuito equivalente para uma taxa de 10 Gbps.

a estas rápidas variações presentes nos pulsos de 100 ps. Já para o caso do sinal após o circuito equivalente, a não ocorrência do segundo pulso se deve aos elementos do circuito equivalente que não conseguem responder às rápidas variações de alguns picossegundos. Essa justificativa não exclui o desempenho do Z-SOA, pois caso se mantivesse os dois pulsos após o circuito equivalente, o Z-SOA não conseguiria reproduzir o segundo pulso.

Mesmo para o caso em que se considera o circuito equivalente constituído apenas do *chip* do SOA, não há a reprodução do segundo pulso como pode ser observado na Fig. 5.15. O caso ilustrado é o mesmo da Fig. 5.14, 10\_1\_250\_10. A diferença é a diminuição das flutuações após o pulso.

Assim, para a taxa de 10 Gbps, mesmo para elevados valores de amplitude não se consegue obter o comportamento desejado para a resposta óptica, ou seja, para 10 Gbps, as simulações da técnica de alimentação adiante não funcionaram. Nas outras taxas, apesar dos altos valores de amplitude do pulso do gerador 2, a técnica de alimentação adiante pode ser simulada. Apesar da limitação presente no Z-SOA (desconsidera efeitos intrabanda), há limitações proporcionadas pelos componentes do circuito equivalente. Isso ocorre ao se considerar o sinal após o circuito equivalente, já que há a reprodução de apenas um pulso na corrente de polarização, antes mesmo da resposta óptica do Z-SOA. Como no circuito equivalente existem certos componentes relacionados à dinâmica de portadores (como por exemplo, os capacitores de difusão ( $C_d$ ) e de carga espacial ( $C_{sc}$ )) acredita-se que hajam limitações para o funcionamento da técnica de alimentação adiante devido à dinâmica dos portadores do SOA utilizado. É possível que este SOA apresente um tempo de vida de portadores que

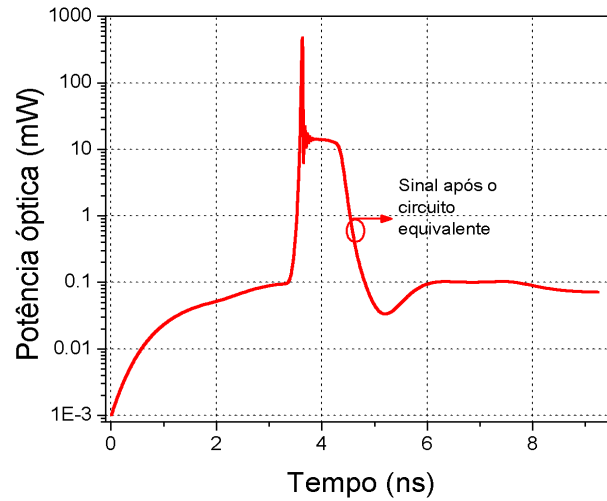


Figura 5.15: Resposta óptica utilizando uma taxa de 10 Gbps para o sinal de corrente após o circuito equivalente em que somente o chip do SOA é considerado.

não consegue responder a variações de dezenas de picossegundos. Uma resposta mais rápida talvez possa ser obtida com SOAs baseados em "*Quantum dash*".

Estes resultados observados nas simulações podem ser estendidos a prática, desde que seja enfatizado que o tempo de vida dos portadores do SOA pode ser um fator limitante da resposta da técnica de alimentação adiante para altas taxas. Esta observação já foi apresentada em trabalhos anteriores do Prof. Conforti, como em [23] e [73].

Por não apresentar o comportamento desejado para a resposta óptica (visando ao devido funcionamento da técnica de alimentação adiante como regenerador 2R) não são apresentados valores de tempo de subida, contraste óptico e largura do pulso para todos os casos de amplitudes dos pulsos de entrada para taxa de 10 Gbps. Apenas para ilustrar são relatados os valores destes parâmetros para o caso 10\_1\_250\_10 apresentados na Fig. 5.14 e na Fig. 5.15.

Tabela 5.5: Resultados obtidos a partir das simulações utilizando uma taxa de 10 Gbps

Amplitude dos pulsos (V)	Tempo de subida (ps)	Contraste óptico (dB)	Largura (ns)
10_1_250_10 (circuito completo)	43	20	0,73
10_1_250_10 (só <i>chip</i> do SOA)	32	11	0,95

Destes resultados é importante observar que houve um alargamento do pulso na resposta óptica, já que o trem de pulsos inicial apresentava largura do pulso de 0,1 ns. Além disso, são observados resultados semelhantes (menor tempo de subida e redução do contraste óptico para o caso em que somente o *chip* do SOA é considerado) aos demais casos, tendo as mesmas justificativas apresentadas no estudo das taxas de 0,5 e 1 Gbps.

## 5.4 Conclusão

A técnica de alimentação adiante pode ser utilizada para realizar uma regeneração 2R, amplificando o sinal e melhorando a razão de extinção. Com o objetivo de se analisar a aplicação desta técnica para regeneração 2R, foram realizadas simulações utilizando o circuito equivalente do SOA utilizado no Capítulo 3 e o *software* de simulação da resposta óptica (Z-SOA). Observou-se que esta técnica pôde ser simulada para taxas de repetição de 0,5 e 1 Gbps. Porém, para que as simulações apresentassem uma resposta óptica adequada à aplicação da técnica de alimentação adiante, foi necessário o uso de elevados valores de amplitude dos pulsos utilizados no início da simulação. Os valores utilizados foram superiores a 15 V para o pulso do gerador 2. Esta necessidade de altos valores de amplitude está relacionada ao desempenho do Z-SOA e às atenuações causadas pelos componentes presentes no circuito equivalente. Essa influência das atenuações foi mostrada quando foram realizadas simulações em que somente o *chip* do SOA foi considerado no circuito equivalente, permitindo uma redução nos valores da amplitude dos pulsos iniciais de simulação, necessários para se obter o comportamento desejado da resposta óptica.

Comparações entre simulações realizadas com e sem o circuito equivalente foram apresentadas, assim como comparações entre simulações utilizando o circuito equivalente completo e somente o *chip* do SOA. Para comparação, foram calculados parâmetros como: tempo de subida, contraste óptico e largura do pulso. De uma forma geral, pode-se observar que a utilização de um pré-impulso no pulso de corrente de polarização pode permitir uma redução no tempo de subida. Foram obtidos valores de tempo de subida de até 36 ps, porém com elevados valores de amplitude dos pulsos iniciais. Além disso, foram obtidos bons valores de contraste óptico com resultados variando de acordo com a combinação de amplitude dos pulsos iniciais utilizada. Com relação à largura do pulso, o valor inicial foi mantido com pequenas variações para as taxas de 0,5 e 1 Gbps.

Apesar destes bons resultados, foram observados elevados *overshoots* devido à grande amplitude dos pulsos iniciais, principalmente do pulso do gerador 2. O valor do pulso do gerador 2 necessário para se obter o comportamento desejado da resposta óptica é tão elevado que o Z-SOA não consegue manter o nível de potência, havendo uma estabilização do nível "1" após o *overshoot*. Porém, como os maiores valores de amplitude apresentados foram para o pulso do gerador 2 e não para o pré-impulso, o comportamento esperado era que o nível de potência igual ou se não próximo ao do *overshoot* fosse mantido para toda a duração do pulso (2 ou 1 ns), com apenas um acréscimo de potência para o período em que o pré-impulso é adicionado. Esse comportamento não foi observado, confirmando que o Z-SOA consegue responder a estes altos valores de corrente apenas no início, não conseguindo manter o nível

de potência durante todo o período do pulso do gerador 2.

Independente da causa do *overshoot*, a presença deste pode comprometer a utilização do pré-impulso juntamente com a técnica de alimentação adiante. O elevado *overshoot* simulado corresponderá a um maior nível de ganho disponível para a amplificação do nível do bit "1" de um trem de pulsos ópticos de entrada, o que causará a reprodução do *overshoot* (exceto se for obtida a saturação do ganho do dispositivo). Assim, caso fosse utilizado um trem de pulsos como sinal óptico de entrada em substituição ao sinal contínuo de entrada utilizado nas simulações, provavelmente, a presença do *overshoot* seria mantida, degradando a qualidade do sinal. Um outro dispositivo seria necessário para eliminação do *overshoot*, como por exemplo, o regenerador 2R e conversor em comprimento de onda apresentado no Capítulo 4. Desta forma, o uso de pré-impulso juntamente com a técnica de alimentação adiante pode contribuir para uma maior velocidade de resposta. Porém, pode apresentar problemas relacionados ao *overshoot*.

A necessidade de altos valores de amplitude dos pulsos iniciais de corrente já foi observada em [24]. Neste trabalho, já foi comentado que para se obter a melhoria da razão de extinção utilizando a técnica de alimentação adiante em altas taxas, há a necessidade de uma grande amplitude do pulso de corrente injetado na região ativa do SOA devido à resposta limitada deste dispositivo com o aumento da frequência da corrente de entrada. Além disso, também foi comentado que o tempo de subida finito do chaveamento do ganho do SOA, o qual é limitado pelo tempo de vida dos portadores, é o fator limitante da velocidade do SOA. A prova desses comentários é que, nas simulações realizadas para a taxa de 10 Gbps, mesmo para elevadas amplitudes, o comportamento desejado da resposta óptica não foi obtido. Devido a limitações do Z-SOA de responder a rápidas variações (dezenas de picossegundos), apenas um pulso é obtido na resposta óptica. Essas limitações podem ser causadas pelo circuito equivalente utilizado, assim como pelas características intrínsecas do SOA simulado, sendo necessária uma redução do tempo de vida dos portadores, talvez com a utilização de outro tipo de SOA.

Desta forma, foi possível a realização de simulações para taxas de 0,5 e 1 Gbps, observando que o pré-impulso pode reduzir o tempo de resposta do SOA e contribuir para que a técnica de alimentação adiante possa ser utilizada nessas taxas. Porém, esta técnica apresenta pontos negativos como: a necessidade de grandes amplitudes dos pulsos que formam o sinal de corrente de polarização e a presença de elevado *overshoot* que dificultará a melhoria da razão de extinção. Para a taxa de 10 Gbps, os resultados da simulação não foram satisfatórios devido a limitações próprias da simulação, permitindo prever que haverá limitações para esta taxa (ou acima desse valor) devido ao SOA utilizado.



# Capítulo 6

## Conclusão

O chaveamento eletro-óptico ultrarrápido utilizando SOA foi apresentado e discutido. Para obtenção de menores tempos de chaveamento, foi utilizada a técnica PISIC juntamente com a injeção de múltiplos pulsos na região ativa do SOA. Resultados experimentais foram utilizados como base para a realização de simulações utilizando um circuito equivalente para SOA (obtido a partir de lasers) e um *software* de simulação da resposta óptica do SOA (Z-SOA). As simulações foram realizadas variando-se o formato do pulso de corrente utilizado para chavear o SOA, assim como os valores dos componentes do circuito equivalente do SOA. A partir das simulações, a melhor forma do pulso de corrente a ser injetado na região ativa do SOA foi obtida, sendo necessária uma elevada amplitude para o pré-impulso e diminuição do atraso deste em relação ao pulso do gerador 2.

Com relação aos componentes do circuito equivalente, observou-se que os capacitores e indutores presentes no acoplamento e encapsulamento apresentam grande influência nas flutuações presentes na resposta óptica, além de aumentarem o tempo de chaveamento. Em relação ao tempo de chaveamento, os capacitores de difusão e de carga espacial integrantes do *chip* do SOA demonstraram ter maior influência neste parâmetro, sendo necessária a redução dos seus valores para obtenção de menores tempos de chaveamento. Porém, uma dificuldade apresentada nas simulações foi o elevado *overshoot* presente na resposta óptica para o melhor formato do sinal de corrente, sendo necessária sua redução ou eliminação para não prejudicar a recepção deste sinal.

Desta forma, a partir das simulações realizadas pôde-se chegar a resultados de tempo de chaveamento da ordem de 300 ps. Foi observado também que este valor de tempo de chaveamento não está limitado apenas pelo formato do pulso de corrente de polarização ou pelo circuito equivalente utilizado, mas também pela dinâmica de portadores intrínseca ao SOA.

O mais importante das simulações realizadas foi direcionar os passos seguintes na pesquisa de redução do tempo de chaveamento eletro-óptico utilizando SOAs. A partir dos resultados obtidos, os seguintes trabalhos futuros devem ser abordados pelo grupo de pesquisa do Prof. Conforti:

1. Obtenção de resultados experimentais fazendo-se uso da montagem apresentada nesta tese para o chaveamento eletro-óptico utilizando o melhor formato do pulso de corrente de polarização para comprovação dos resultados simulados;
2. Caracterização de uma nova montagem de microondas para chaveamento de SOA em *chip*, construída pelo Prof. Conforti, em mesa óptica com microscópio e posicionadores piezoelétricos para alinhamento das fibras em microlentes, e montagem com microlinhas de microondas em substrato de alumina. Realização de medições experimentais utilizando esta mesa óptica para ser obter com maior precisão um novo circuito equivalente utilizando somente o *chip* do SOA, visando comprovar a influência nas flutuações e no tempo de chaveamento dos componentes presentes no encapsulamento;
3. Obtenção de resultados experimentais para o chaveamento eletro-óptico utilizando somente o *chip* do SOA ;
4. Comparação dos resultados simulados obtidos nesta tese (utilizando o Z-SOA) com simulações em *softwares* comerciais (VPI), visando permitir um melhor ajuste dos parâmetros do Z-SOA. A partir desse melhor ajuste, simular os resultados obtidos das novas montagens;
5. Realizar a obtenção de um circuito equivalente para um *chip* de *quantum dot* SOA; realizar simulações e implementar experimentalmente o chaveamento eletro-óptico neste SOA;
6. A partir dos resultados simulados desta tese sobre os componentes do *chip* do SOA no circuito equivalente e dos novos resultado obtidos, projetar a construção (em conjunto com Laboratório do Prof. Newton Frateschi) de *chips* de SOA com as características necessárias para uma maior velocidade de chaveamento.

Um regenerador simples do tipo 2R e conversor em comprimento de onda também foi apresentado. Este dispositivo é baseado no efeito XGM no modo contra-propagante utilizando um SOA. A obtenção da relação ideal entre as potências do sinal modulado de entrada e do sinal CW é a principal contribuição do capítulo relacionado ao regenerador 2R, pois é

esta relação que permite que um tipo de conversão amplamente conhecida apresente efeitos regenerativos.

Este regenerador 2R e conversor em comprimento de onda foi caracterizado variando-se diferentes parâmetros como: *detuning*, potência dos sinais de entrada, polarização óptica e taxa de bits. Este dispositivo apresentou bons resultados de regeneração para taxa de bits de até 13,5 Gbps (com melhor desempenho na faixa de 5 a 10,7 Gbps). Além disso, bons resultados foram obtidos para conversão para o mesmo comprimento de onda, *up-conversion* e *down-conversion*, para *detuning* de até 15 nm. Uma baixa dependência da polarização óptica do sinal de entrada foi observada. Esses resultados foram obtidos para diferentes casos de deterioração.

Os efeitos regenerativos foram quantificados pela melhoria do fator Q, obtendo valores de até 4,5 unidades. Na maioria dos casos, a melhoria do fator Q foi capaz de superar a deterioração da razão de extinção causada por este regenerador. Além disso, uma estimativa da BER foi calculada a partir dos valores de fator Q, obtendo-se bons resultados.

Assim, foi apresentado um regenerador 2R e conversor em comprimento de onda, tendo como principais características a sua simplicidade, os altos valores de melhoria do fator Q, a rápida velocidade de sintonização, robustez e possibilidade de integração.

Uma discussão acerca do limite da taxa de bits a que este dispositivo pode operar serve de base para trabalhos futuros:

1. Realização de medições dos efeitos regenerativos utilizando um outro SOA com tempo de vida dos portadores inferior ao do SOA utilizado nesta tese, visando ao estudo da limitação da taxa de bits mostrada nesta tese;
2. Após o estudo mencionado anteriormente (se não houver limitações da configuração utilizada), realização da caracterização do regenerador 2R e conversor em comprimento de onda com um SOA que permita obter bons resultados para taxas acima de 40 Gbits/s;
3. Continuidade do estudo de outras técnicas de regeneração e conversão em comprimento de onda baseada em outros efeitos não-lineares do SOA, como XPM e FWM, visando obter bons resultados em altas taxas.

Por último, foram apresentadas nesta tese simulações utilizando a técnica de alimentação adiante juntamente com a injeção de múltiplos pulsos na cavidade ativa do SOA para obtenção de melhoria da razão de extinção de um sinal óptico. Para realização destas simulações, foi utilizado o circuito equivalente do SOA e o *software* Z-SOA. As simulações foram realizadas para taxas de 0,5, 1 e 10 Gbits/s.

Para as taxas de 0,5 e 1 Gbits/s, os resultados da simulação demonstraram ser possível a implementação da técnica de alimentação adiante, porém com a necessidade de elevados valores de amplitude dos pulsos de corrente e a geração de *overshoots*. Porém, para a taxa de 10 Gbits/s, mesmo com altos valores de amplitude, os resultados obtidos da simulação não foram adequados à obtenção de melhoria da razão de extinção. Esses resultados das simulações estão em parte associados ao desempenho ineficiente do Z-SOA e a características intrínsecas do SOA simulado.

Desta forma, as simulações mostraram a possível implementação da técnica de alimentação adiante juntamente com a injeção de múltiplos pulsos para taxas de 0,5 e 1 Gbits/s, apresentando limitações para altas taxas. Para estudar estas limitações, os trabalhos futuros contemplarão o estudo do chaveamento eletro-óptico, podendo-se citar:

1. Aproveitamento dos novos circuito equivalentes obtidos para o estudo do chaveamento eletro-óptico utilizando somente o *chip* do SOA;
2. O melhor ajuste dos parâmetros utilizados no Z-SOA, obtido a partir de comparações com resultados de *softwares* comerciais (VPI), e implementação dos efeitos intrabanda no equacionamento do Z-SOA;
3. Simulações utilizando *software* comerciais;
4. Realização de simulações para outros tipos de SOA com menores tempos de vida de portadores.

Assim, nesta tese foram apresentados estudos relacionados ao chaveamento eletro-óptico, a regeneração 2R e a conversão em comprimento de onda. Estes estudos envolveram resultados experimentais e simulados. Os principais resultados foram:

1. A obtenção por meio de simulações de um tempo de chaveamento eletro-óptico, utilizando SOAs, da ordem de 300 ps;
2. O direcionamento para continuidade do estudo de redução do tempo de chaveamento eletro-óptico, com possíveis implementações experimentais dos resultados obtidos nesta tese;
3. Apresentação de um regenerador simples do tipo 2R e conversor em comprimento de onda utilizando um único SOA obtido a partir da conversão em comprimento de onda via XGM, no modo contra-propagante, por meio da utilização da relação adequada entre as potências dos sinais de entrada;

4. Demonstração por meio de simulações da aplicação da técnica de alimentação adiante juntamente com a injeção de múltiplos pulsos para taxas de 0,5 e 1 Gbits/s e a possível limitação para taxa de 10 Gbits/s.

# Publicações

## Capítulo de livro a ser publicado:

1. N. S. Ribeiro, C. M. Gallep, E. Conforti. “Wavelength conversion and 2R-regeneration in simple schemes with semiconductor optical amplifiers.” Capítulo a ser publicado no livro *Advances in Lasers and Electro optics*, editora IN-TECH, 2009.

## Artigos em revista:

1. N. S. Ribeiro, A. L. Toazza, C. M. Gallep, E. Conforti. “ Rise Time and Gain Fluctuations of an Electrooptical Amplified Switch Based ond Multipulse Injection in Semiconductor Optical Amplifiers.” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 12, pg. 769-771, 2009.
2. N. S. Ribeiro, C. M. Gallep, E. Conforti. “Wavelength converters characterization based on four-wave mixing and cross gain modulation using semiconductor optical amplifiers of diverse cavity lengths.” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, pg. 3246-3251, 2008.
3. N. S. Ribeiro, C. M. Gallep, E. Conforti. “High eye-quality improvement by a single SOA regenerative wavelength converter” aceito para publicação na *Microwave and Optical Technology Letters*.

## Artigos em congresso:

1. N. S. Ribeiro, C. M. Gallep, E. Conforti. “Wavelength conversion and 2R-regeneration using one semiconductor optical amplifier with cross-gain modulation compression.” *Conference on Lasers and Electro-optics- CLEO’08*, pp. JWA28, San José-CA, EUA, Maio de 2008.
2. N. S. Ribeiro, C. M. Gallep, A. L. Toazza, E. Conforti. “Caracterização de FWM em amplificador óptico a semicondutor ultra-longo.” *MOMAG2008 – Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica*, Florianópolis, 2008.
3. N. S. Ribeiro, C. M. Gallep, E. Conforti. “Four-wave mixing characterization of semiconductor optical amplifiers with different cavity lenghts.” *2007 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference-IMOC’07*, pg. 203-206, Salvador, 2007.

4. N. S. Ribeiro, C. M. Gallep, E. Conforti. "Wavelength converters evaluation of four-wave mixing and cross-gain in semiconductor optical amplifiers." 2007 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference-IMOC'07, pg. 675-679, Salvador, 2007.
5. N. S. Ribeiro, C. M. Gallep, E. Conforti. "Testes de um regenerador 2R e conversor em comprimento de onda baseado em um único SOA no enlace de fibras KyaTera." SBrT'09 – Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Blumenau, 2009.
6. N. S. Ribeiro, C. M. Gallep, E. Conforti. "BER estimation from measured eye diagrams of a wavelength regenerative converter employing a single-SOA." 2009 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference-IMOC'09, Belém, 2009.
7. A. L. R. Cavalcante, N. S. Ribeiro, C. M. Gallep e E. Conforti, "Spectral gain parameters extraction with noise measurement in semiconductor optical amplifiers," 2007 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference-IMOC'07, pg. 662-665, Salvador, 2007.
8. C. M. Gallep, N. S. Ribeiro, e E. Conforti, "Conversão óptica 2R via filtragem de gorjeio em frequência induzido por UL-SOA", MOMAG2008 – Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, Florianópolis, 2008.
9. H. Bierwagen, N. S. Ribeiro, E. M. M. Barrientos, M. G. Massagardi, C. M. Gallep e E. Conforti, "Lambda-conversion using remote fully automated WebLab", SBrT'08 – Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Rio de Janeiro, 2008.
10. C. M. Gallep, N. S. Ribeiro e E. Conforti, "XPM-based on 2R-wavelength conversion with UL-SOA and abrupt-band optical filtering" PIERS2009 - Progress In Electromagnetics Research Symposium, Moscou, 2009.

# Referências Bibliográficas

- [1] R. Rawaswami, "Multiwavelength lightwave networks for computer communication," *IEEE Communications Magazine*, pg. 78-88, Fevereiro 1993.
- [2] R.J. Manning, A.D. Ellis, J. Proustie e K.J. Blow, "Semiconductor laser amplifiers for ultrafast all-optical signal processing," *Journal Optical Society of America*, vol. 14, no. 11, pg. 3204-3216, Novembro 1997.
- [3] D. Colle, P. Demeester, P. Lagasse, P. Falcão e P. Arijis, "Application, desing, and evolution of DWDM in Pan-European transport networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 9, pg. 48-50, Setembro 2003.
- [4] V. Kaman, X. Zheng, O. Jerphagon, C. Puserla, R.J. Helkey e J.E. Bowers, "A cyclic MUX-DMUX photonic cross-connect architecture for transparent waveband optical networks," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 2, pg. 638-640, Fevereiro 2004.
- [5] D.J. Blumenthal, "Optical packet switching," *LEOS'04-Lasers and Electro-Optics Society*, vol. 2, pg. 910-912, 2004.
- [6] G.I. Papadimitriou, C. Papazaoglou e A.S. Pomportsis, "Optical switching: switch fabrics, techniques, and architectures," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 2, pg. 384-406, 2003.
- [7] A. Deti, V. Erano e M. Listanti, "Performance evaluation of a new technique for IP support in a WDM optical network: optical composite burst switching (OCBS)," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, no. 2, pg. 154-164, Fevereiro 2002.
- [8] N. Wada, H. Harai, W. Chujo e F. Kubota, "Multi-Hop 40 Gbits/s variable length photonic packet routing based on multiwavelength label switching, waveband routing, and label swapping," *OFC 02 - Optical Fiber Communication Conference*, Anaheim, Califórnia, pg. 216-217, Março 2002.
- [9] K. Dolzer, C. Gauger, J. Spath e S. Bodamer, "Evaluation of reservation mechanisms for optical burst switching," *International Journal of Electronics Communication*, vol. 5, no.1, pg. 1-8.
- [10] L. Rau, S. Rangarajan, D.J. Blumenthal, H.F. Chou, Y.J. Chiu e J.E. Bowers, "Two-hop all-optical label swapping with variable length 80Gb/s packets and 10Gb/s labels using nonlinear fiber wavelength converters, unicast/multicast output and a single EAM for 80- to



- 10Gb/s packet demultiplexing,” OFC 02 - Optical Fiber Communication Conference, Anaheim, Califórnia, pg. DF2 1-3, Março 2002.
- [11] E.F. Burmeister e J.E. Bowers, “Integrated gate matrix switch for optical packet buffering,” IEEE Photonics Technology Letters, vol. 18, no. 1, pg. 103-105, Janeiro 2006.
  - [12] X. Ma e G.S. Kuo, “Optical switching technology comparison: optical MEMS vs other technologies,” IEEE Communications Magazine, vol. 41, no. 11, pg. 16-24, Novembro 2003.
  - [13] D. J. Blumenthal, B.E. Olsson, G. Rossi, T.E. Dimmick, L. Rau, M. Masanovic, O. Lavrova, R. Doshi, O. Jerphagnon, J.E. Bowers, V. Kaman, L.A. Coldren, e J. Barton, “All-optical label swapping networks and technologies,” Journal of Lightwave Technology, vol. 18, no. 12, pg. 2058-2075, Dezembro 2000.
  - [14] K.G. Vlachos, I.T. Monroy, A.M.J. Koonen, C. Peucheret e P. Jeppesen, “STOLAS: switching technologies for optically labeled signals,” IEEE Communications Magazine, vol. 41, no. 11, pg. S9-15, Novembro 2003.
  - [15] K. Stubkjaer, “Semiconductor optical amplifier-based all-optical gates for high speed optical processing,” IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 6, pg. 1428-1435, Dezembro 2000.
  - [16] I. Armstrong, I. Andonovic e A.E. Kelly, “Semiconductor optical amplifiers: performance and applications in optical packet switching,” Journal of Optical Networking, vol.3, no. 12, pg. 882-894, Novembro 2004.
  - [17] R. Srivastava, R.K. Singh e Y.N. Singh, “WDM-based optical packet switch,” Journal of Optical Networking, vol. 7, no. 1, pg. 94-105, Janeiro 2008.
  - [18] E.F. Burmeister, D.J. Blumenthal e J.E. Bowers, “A comparison of optical buffering technologies,” Elsevier Optical Switching and Networking, vol. 5, pg. 10-18, 2008.
  - [19] S.L. Danielsen, P.B. Hansen e K.E. Stubkjaer, “Wavelength conversion in optical packet switching,” Journal of Lightwave Technology, vol. 16, no. 12, pg. 2095-2107, Dezembro 1998.
  - [20] J.C. Simon, L. Billes, A. Dupas, B. Kowalski, M.henry, B. Landousies, “All-Optical Regeneration,” ECOC - European Conference on Optical Communication, Madri, vol. 1, pg. 467-469, Setembro 1998.
  - [21] F. Tai, D. Gutierrez, K.S. Kim, J.W. Lee e L.G. Kazovsky, “Success-HPON: a next-generation optical access architecture for smooth migration from TDM-PON to WDM-PON,” IEEE Optical Communication, vol. 43, no. 11, pg. S40-S47, Novembro 2005.
  - [22] L. Spiekman, D. Piehler, P. Iannone, K. Reichmann e H.H. Lee, “Semiconductor optical amplifiers for FTTx,” ICTON '07 - International Conference on Transparent Optical Networks, vol. 2, pg. 48-50, Julho 2007.

- [23] E. Conforti, C.M. Gallep, S.H. Ho, A.C. Bordonalli e S.M. Kang, "Carrier reuse with gain compression and feed-forward semiconductor optical amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 1, pg. 77-81, Janeiro 2002.
- [24] E. Conforti, C.M. Gallep, A.C. Bordonalli, S. Ho e S.M. Kang, "Optical regeneration using feed-forward semiconductor optical amplifier with chirp controlled filtering," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, no. 6, pg. 438-442, Setembro 2001.
- [25] M.F.C. Stephens, R.V. Penty e I.H. White, "All-optical regeneration and wavelength conversion in an integrated semiconductor optical amplifier/distributed-feedback laser," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 11, no. 8, pg. 979-981, Agosto 1999.
- [26] M.F.C. Stephens, R.V. Penty, M. Asghari, I.H. White, K. Guild, M.J. O'Mahony, M.J. Roberston e P.J. Fiddymment, "Demonstration of an all-optical simultaneous wavelength converting/space-switching cross-point device," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 10, no. 2, pg. 224-226, Fevereiro 1998.
- [27] A. Ehrhardt, M. Eiselt, G. Großkopf, L. Kuller, R. Ludwig, W. Pieper, R. Schnabel e H.G. Weber, "Semiconductor laser amplifiers as optical switching gate," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 8, pg. 1287-1295, Agosto 1993.
- [28] P. Dobbelaere, K. Falta, L. Fan, S. Patra, "Digital MEMS for optical switching," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 3, pg. 88-95, Março 2002.
- [29] E. Bulgan, Y. Kanamori e K. Hane, "Submicron silicon waveguide optical switch driven by microelectromechanical actuator," *Applied Physics Letters*, vol. 92, no. 10, Março 2008.
- [30] G.N. Nielson, D. Seneviratne, F.L. Royo, P.T. Rakich, Y. Avrahami, M. R. Watts, H.A. Haus, H.L. Tuller e G. Barbastathis, "Integrated wavelength-selective optical MEMS switching using ring resonator filters," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 6, pg. 1190-1192, Junho 2005.
- [31] B. Borovic, C. Hong, A.Q. Liu, L. Xie e F.L. Lewis, "Control of a MEMS Optical Switch," *IEEE Conference on Decision and Control*, Atlantis, Bahamas, pg. ThA09.2, Dezembro 2004.
- [32] R. Guerre, F. Fahrni e P. Renaud, "Fast 10- $\mu$ s microelectromechanical optical switch inside a planar hollow waveguide (PHW)," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 3, pg. 1486-1498, 2006.
- [33] R. Kasahara, M. Yanagisawa, T. Goh, A. Sugita, A. Himeno, M. Yasu e S. Matsui, "New structure of silica-based planar lightwave circuits for low-power thermooptic switch and its application to 8 x 8 optical matrix switch," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, no. 6, pg. 993-1000, 2002.
- [34] H.S. Park, K.Y. Song, e B.Y. Kim, "All-fiber wavelength-tunable acoustooptic switches based on intermodal coupling in fibers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, no 10, pg. 1864-1868, 2002.

- [35] D.M. Beggs, T.P. White, L. O’Faolain e T.F. Krauss, “Ultracompact and low-power optical switch based on silicon photonic crystals,” *Optics Letters*, vol. 33. no. 2, pg. 147-149, Janeiro 2008.
- [36] T. Tanabe, M. Notomi, S. Mitsugi, A. Shinya e E. Kuramochi, “Fast biestable all-optical switch and memory on a silicon photonic crystal on-chip,” *Optics Letters*, vol. 30, no. 19, pg. 2575-2577, Outubro 2005.
- [37] Y.D. Wu, M.L. Huang, M.H. Chen e R.Z. Tasy, “All-optical switch based on the local nonlinear Mach-Zehnder interferometer,” *Optics Express*, vol. 15, no. 16, pg. 9983-9892, Agosto 2007.
- [38] H.E. Horng, C.S. Chen, K.L. Fang, S.Y. Yang e J.J. Chieh, “Tunable optical switch using magnetic fluids,” *Applied Physics Letters*, vol. 85, no. 23, Dezembro 2004.
- [39] F. Wang, J. Yang, L. Chen, X. Jiang e M. Wang, “Optical switch based on multimode interference coupler,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 2, pg. 421-423, Janeiro 2006.
- [40] J. Ma e C. Jiang, “Design and analysis of all-optical switches based on fiber parametric devices,” *Elsevier Optics Communications*, vol. 281, pg. 2605 -2613, 2008.
- [41] M.R. Singh e R.H. Lipson, “Optical switching in nonlinear photonic crystals lightly doped with nanostructures,” *Journal of Physics B: Atomic, Molecular and Optical Physics*, vol. 41, 2008.
- [42] A.J. Seeds e K.J. Williams, “Microwave Photonics”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no.12, pg. 4628-4641, Dezembro 2006.
- [43] R. Krahenbuhl, M.M. Howerton, J. Dubinger, and A.S. Greenblatt, “Performance and Modeling of Advanced Ti: LiNbO3 Digital Optical Switches,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, no. 1, pg. 92- 99, 2002.
- [44] A. Fratalocchi, R. Asquini e G. Assanto, “Integrated electro-optic switch in liquid crystals,” *Optical Express*, vol. 13, no. 1, pg. 32-37, Janeiro 2005.
- [45] A.J. Agranat, “Electroholographic wavelength selective crossconnect,” *LEOS Summer Optical Meetings*, pg. 61-62, 1999.
- [46] L.H. Domash, Y.M. Chen, P. Haugsjaa e M. Oren, “Electronically switchable waveguide Bragg gratings for WDM routing,” *LEOS Summer Optical Meetings*, pg. 34-35, Agosto 1997.
- [47] C.M. Gallep e E. Conforti, “Reduction of semiconductor optical amplifier switching times by preimpulse step-injected current technique,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, no. 7, pg. 902-904, Julho 2002.
- [48] Q. Wang e J. Yao, “A high speed 2x2 electro-optic switch using a polarization modulator,” *Optics Express*, vol. 15, no. 25, pg. 16500-16505, Dezembro 2007.

- [49] R.S. Tucker, "Optical packet switching: a reality check," Elsevier Optical Switching and Networking, vol. 5, pg. 2-9, 2008.
- [50] J. Bowers, E.F. Burmeister e D.J. Blumenthal, "Optical buffering and switching for optical packet switching," PS '06 International Conference on Photonics in Switching, pg. 1-3, Outubro 2006.
- [51] C.M. Gallep, "Redução do tempo de chaveamento eletroóptico em amplificadores ópticos a semiconductor," Tese de doutorado - Unicamp, Julho 2003.
- [52] M. Ikeda, "Switching characteristics of laser diode switch," IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. QE-19, no. 2, pg. 157-164, Fevereiro 1983.
- [53] O.A. Lavrova e D.J. Blumenthal, "Detailed transfer matrix method-based dynamic model for multisection widely tunable GCSR lasers," Journal of Lightwave Technology, vol. 18, no. 9, pg. 1274-1283, Setembro de 2000.
- [54] E. Conforti e C.M. Gallep, "A fast electro-optical amplified switch using a resistive combiner for multi-pulse injection," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pg. 1935-1938, Junho 2006.
- [55] A.L. Toazza, "Flutuação do Ganho no Chaveamento Eletro-óptico Ultra Rápido de Amplificadores Ópticos a Semicondutor: Experimentos e Simulações," Tese de doutorado - Unicamp, a ser defendida.
- [56] N.S. Ribeiro, A.L. Toazza, C.M. Gallep e E. Conforti, "Rise time and gain fluctuations of an electrooptical amplified switch based on multipulse injection in semiconductor optical amplifiers," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 21, no. 10, pg. 769-771, 2009.
- [57] A.E. Kelly, "Ultra high-speed wavelength conversion and regeneration using semiconductor optical amplifiers," OFC 01 - Optical Fiber Communication 2001, Anaheim, Califórnia, pg. MB1 1-3, Março 2001.
- [58] H. Simos, A. Bogris e D. Syvridis, "Investigation of a 2R all-optical regenerator based on four-wave mixing in a semiconductor optical amplifier," Journal of Lightwave Technology, vol. 22, no. 2, pg. 595-604, Fevereiro de 2004.
- [59] J.C. Simon, M. Gay, L. Bramerie, V. Roncin, M. Joindot, T. Chartier, S. Lobo, G. Girault, Q.T. Le, T.N. Nguyen e M.N. Ngo, "Long distance using optical regeneration," OFC 08 - Optical Fiber Communication Conference, San Diego, Califórnia, pg. 1-3, Fevereiro 2008.
- [60] M. Funabashi, Z. Zhu, Z. Pan, L. Paraschis e S.J.B. Yoo, "Optical clock recovery and 3R regeneration for 10-Gb/s NRZ signal to achieve 10 000-hop cascadability and 1 000 000-km transmission," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 18, no. 20, pg. 2078-2080, Dezembro 2006.
- [61] S. Fischer, M. Dulk, E. Gamper, W. Vogt, E. Gini, H. Mechior, W. Hunziker, D. Nasset e A.D. Ellis, "Optical 3R regenerator for 40 Gbit/s networks," Electronics Letters, vol. 35, no. 23, Novembro 1999.

- [62] M. Owen, M.F.C. Stephens, R.V. Penty e I.H. White, "All-optical 3R regeneration and format conversion in an integrated SOA/DFB laser," OFC 00 - Optical Fiber Communication 2000, Baltimore, vol. 3, pg. 76-78, 2000.
- [63] F. Ohman, S. Bischoff, B. Tromborg e J. Mork, "Semiconductor devices for all-optical regeneration," ICTON'03 - International Conference on Transparent Optical Networks, vol. 2, pg. 41- 46, Junho 2003.
- [64] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S.L. Danielsen e K.E. Stubkjaer, "All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers," Journal of Lightwave Technology, vol. 14, no. 6, pg. 942-954, June 1996.
- [65] M. Asghari, I.H. White e R.V. Penty, "Wavelength conversion using semiconductor optical amplifiers," Journal of Lightwave Technology, vol. 15, no. 7, pg. 1181-1190, Julho 1997.
- [66] H. Simos, A. Argyris, D. Kanakidis, E. Roditi, A. Ikiades e D. Syvridis, "Regenerative properties of wavelength converters based on FWM in a semiconductor optical amplifier," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 15, no. 4, pg. 566-568, 2003.
- [67] J.P. Wang, S.J. Savage, B.S. Robinson, S.A. Hamilton, E.P. Ippen, R. Mu, H. Wang, L. Spiekman e B.B. Stefanov, "Regeneration using SOA-MZI in a 100-pass 10,000-km recirculating fiber loop," CLEO 2007 - Conference on Lasers and Electro-Optics, Baltimore, pg. CMZ1 1-2, Maio 2007.
- [68] J. Merlier, G. Morthier, T. Caenegen, R. Baets, I. Moerman e P. Daele, "Experimental demonstration of 15 dB extinction ratio improvement in a new 2R optical regenerator based on an MMI-SOA," ECOC - European Conference on Optical Communication, Amsterdam, vol. 4, pg. 574-575, 2001.
- [69] M.P. Fok, C. Shu e D.J. Blumenthal, "All-optical ASK-DPSK signal regeneration using a semiconductor optical amplifier," CLEO 2007 - Conference on Lasers and Electro-Optics, Baltimore, pg. JTuA126 1-2, Maio 2007.
- [70] H. Chayet, S.B. Ezra, N. Shachar, S. Tzadok, S. Tsadka e J. Leuthold, "Regenerative all-optical wavelength converter based on semiconductor optical amplifier and sharp frequency response filter," CLEO 2004 - Conference on Lasers and Electro-Optics, Baltimore, vol. 2, pg. ThS2, Fevereiro 2004.
- [71] J. Leuthold, J. Jaques e S. Cabot, "All-optical wavelength conversion and regeneration," OFC 04 - Optical Fiber Communication, vol. 1, pg. WN1, 2004.
- [72] M. Gay, L. Bramerie, D. Massoubre, A. O' Hare, A. Shen, J.L. Oudar e J.C. Simon, "Cascadability assessment of a 2R regenerator based on a saturable absorber and a semiconductor optical amplifier in a path switchable recirculating loop," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 18, no. 11, pg. 1273-1275, Junho 2006.

- [73] E. Conforti, A.C. Bordonalli, S. Ho e S. Kang, "Optical 2R remodulator using feedforward control of semiconductor optical amplifier," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 21, no. 1, pg. 39-42, Março 1999.
- [74] T. Vivero, N. Calabretta, I.T. Monroy, G.C. Kassar, F. Ohman, K. Yvind, A.G. Marcos e J. Mork, "10 Gb/s-NRZ optical 2R-regeneration in two-section SOA-EA chip," *LEOS 2007 - The 20th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, Flórida, pg. 806-807, Outubro, 2007.
- [75] C. Meuer, M. Laemmlin, S. Liebich, J. Kim, D. Bimberg, A. Capua, G. Eisenstein, R. Bonk, T. Vallaitis e J. Leuthold, "High speed cross gain modulation using quantum dot semiconductor optical amplifiers at  $1.3\mu\text{m}$ ," *CLEO 2008 - Conference on Lasers and Electro-Optics*, São José, California, pg. CTuH2 1-2, Maio 2008.
- [76] G. Contestabile, R. Proietti, N. Calabretta e E. Ciaramella, "Reshaping capability of cross-gain compression in semiconductor amplifiers," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 12, pg. 2523-2525, Dezembro 2005.
- [77] G. Contestabile, M. Presi, R. Proietti e E. Ciaramella, "Optical reshaping of 40-Gb/s NRZ and RZ signals without wavelength conversion," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 13, pg. 1133-1135, Julho 2008.
- [78] A.L.R. Cavalcante, C.M. Gallep e E. Conforti, "Simulações de desempenho de um conversor de comprimento de onda baseado em amplificador óptico a semicondutor," *XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT'04*, 2004, Rio de Janeiro, 2004
- [79] N.S. Ribeiro, A.L.R. Cavalcante, C.M. Gallep e E. Conforti, "Medição e simulação em banda larga de um conversor em comprimento de onda com amplificador óptico a semicondutor," *MOMAG 2006- 12º SBMO- Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica*, Belo Horizonte, pg. 265.1-265.4, Agosto 2006.
- [80] A.L.R. Cavalcante, "Conversão em comprimento de onda via modulação cruzada de ganho utilizando amplificador óptico a semicondutor", *Dissertação de Mestrado*, Unicamp, 2004.
- [81] N.S. Ribeiro, "Medição e simulação de conversor em comprimento de onda com amplificador óptico a semicondutor," *Dissertação de Mestrado*, Unicamp, 2006.
- [82] N.S. Ribeiro, C.M. Gallep, H. Bierwagen e E. Conforti, "Wavelength converters evaluation of four-wave mixing and cross-gain in semiconductor optical amplifiers," *IMOC 07 -SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, Salvador, pg. 675-679, Outubro 2007.
- [83] N.S. Ribeiro, C.M. Gallep e E. Conforti, "Wavelength converters characterization based on four-wave mixing and cross-gain modulation using semiconductor optical amplifiers of diverse cavity lengths," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no.12, pg. 3246-3251, Setembro 2008.

- [84] N.S. Ribeiro, C.M. Gallep, A.L.R. Cavalcante e E. Conforti, "Four Wave Mixing characterization of semiconductor optical amplifiers with different cavity lengths," IMOC 07 - SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, Salvador, pg. 203-206, Outubro 2007.
- [85] N.S. Ribeiro, C.M. Gallep, A.L. Toazza e E. Conforti, "Caracterização de FWM em amplificador óptico a semicondutor Ultra-Longo," MOMAG 2008- 13º SBMO- Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, Florianópolis, pg. 924-928, Setembro 2008.
- [86] C.M. Gallep, N.S. Ribeiro e E. Conforti, "Conversão óptica 2R via filtragem de gorjeio em frequência induzido por UL-SOA," MOMAG 2008- 13º SBMO- Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, Florianópolis, pg. 380-382, Setembro 2008.
- [87] C.M. Gallep, N.S. Ribeiro e E. Conforti, "XPM-based on 2R-wavelength conversion with UL-SOA and abrupt-band optical filtering," PIERS09 - Progress in Electromagnetics Research Symposium, Moscou, Agosto 2009.
- [88] G. Contestabile, R. Proietti, N. Calabretta e E. Ciaramella, "Cross-gain compression in semiconductor optical amplifiers," Journal of Lightwave Technology, vol. 25, no. 3, pg. 915-921, Março 2007.
- [89] G. Contestabile, R. Proietti, S. Gupta, M. Presi e E. Ciaramella, "40 Gb/s packet reshaping with no wavelength shift using SOA cross gain compression," CLEO 2008 - Conference on Lasers and Electro-Optics, São José, California, pg. CThH6 1-2, Maio 2008.
- [90] N.S. Ribeiro, C.M. Gallep e E. Conforti, "Wavelength conversion and 2R-regeneration using one semiconductor optical amplifier with cross-gain modulation compression," CLEO 2008 - Conference on Lasers and Electro-Optics, São José, California, pg. JWA 28, Maio 2008.
- [91] N.S. Ribeiro, C.M. Gallep e E. Conforti, "High eye-quality improvement by a single SOA regenerative wavelength converter," aceito na Microwave and Optical Technology Letters.
- [92] N.S. Ribeiro, C.M. Gallep e E. Conforti, "Testes de um regenerador 2R e conversor em comprimento de onda baseado em um único SOA no enlace de fibras KyaTera," XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT'09, Blumenau, 2009.
- [93] N.S. Ribeiro, C.M. Gallep e E. Conforti, "BER estimation from measured eye diagrams of a wavelength regenerative converter employing a single-SOA ," aceito para IMOC 09 - SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, Belém, Outubro 2009.
- [94] H.S. Chung, J.C. Lee, M.J. Chu, J.H. Lee e H.H. Lee, "Reduction of relaxation oscillations in optical automatic gainclamped EDFA using fast electronic feedforward," Electronics Letters, vol. 38, no. 5, pg 215-217, Fevereiro 2002.
- [95] B. Zhang, S.B. Kuntze, L. Pavel e J.S. Aitchison, "Delay-tolerant control desing for semiconductor optical amplifiers," American Control Conference 2008, Seattle, no. FrA16.1, pg. 4154-4160, Junho 2008.

- [96] A.V. Tran, C.J. Chae e R.S. Tucker, "Feed-forward control of SOA gain for power equalization in optical burst switching networks," Elsevier- Optics Communications, vol. 266, no. 2, pg. 500-504, Outubro 2006.
- [97] F. Tabatabai e H.S. Al-Raweshidy, "Feedforward linearization technique for reducing nonlinearity in semiconductor optical amplifier," Journal of Lightwave Technology, vol. 25, no. 9, pg. 2667-2674, Setembro 2007.
- [98] E.F. Burmeister, J.P. Mack, H.N. Poulsen, M.L. Masanovic, B. Stamenic, D.J. Blumenthal e J.E. Bowers, "Photonic integrated circuit optical buffer for packet-switched networks," Optics Express, vol. 17, no. 8, pg. 6629-6634, Abril 2009.
- [99] M. Presi, A. Chiuchiarrelli, G. Contestabile, E. Ciaramella e L. Giorgi, "Modulation format transparent subcarrier reuse by feed forward current injection in a reflective SOA," OFC 09 - Optical Fiber Communication Conference, San Diego, Califórnia, pg. JWA71, Março 2009.
- [100] E. Conforti, C. M. Gallep, A.C. Bordonalli, S. Ho e S. Kang, "Extinction ratio improvement on pseudo random signals using feed-forward current injection in a semiconductor optical amplifier," IX Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, 2000, João Pessoa, PB, vol. 01, pg. 263-265, 2000.
- [101] W. Lee, S.H. Cho, M.Y. Park, J.H. Lee, C. Kim, G. Jeong e B.W. Kim, "Optical transceiver employing an RSOA with feed-forward current injection," OFC 07 - Optical Fiber Communication Conference, Anaheim, Califórnia, pg. OTuH1, Março 2007.
- [102] G.P. Agrawal e N.K. Dutta, "Semiconductor Lasers," 2<sup>a</sup> edição, 1993.
- [103] K. Petermann, "Laser diode modulation and noise," ed. Kluwer Academic, 1988.
- [104] R.S. Tucker, "Large-signal switching transients in index-guided semiconductor lasers," Electronics Letters, vol. 20, no.19, pg. 802-803, Setembro 1984.
- [105] J. Mork, A. Mecozzi e G. Eisenstein, "The modulation response of a semiconductor laser amplifier," IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol.5, no. 3, pg. 851-860, Maio 1999.
- [106] R.S. Tucker e I.P. Kaminov, "High-frequency characteristics of directly modulated InGaAsP ridge waveguide and buried heterostructure lasers," Journal of Lightwave Technology, vol. 2, no. 4, pg. 385-393, Agosto 1984.
- [107] R.S. Tucker e D.J. Pope, "Circuit modeling of the effect of diffusion on damping in a narrow-stripe semiconductor laser," IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 19, no. 7, pg. 1179-1183, Julho 1983.
- [108] R.S. Tucker e D.J. Pope, "Microwave circuit models of a semiconductor injection laser," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 31, no. 3, pg. 289-294, Março 1983.



- [109] R.S. Tucker, "Large-signal circuit model for simulation of injection laser switching," IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 128, no. 5, pg. 180-184, Outubro 1981.
- [110] M. Eiselt, W. Pieper e H. G. Weber, "SLALOM: semiconductor laser amplifier in a loop mirror," Journal of Lightwave Technology, vol. 13, no. 10, pg. 2099-2112, 1995.
- [111] A. Mecozzi, "Small-signal theory of wavelength converters based on cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 9, no. 6, pg 749-751, Junho 1997.
- [112] M.J. Conelly, "Semiconductor optical amplifier," Editor Kluwer, 2002.
- [113] G.P. Agrawal, "Fiber-optic communication systems," 3ª edição, Ed. John Wiley and Sons, 2002.
- [114] A.L. Toazza, M. Guimarães, C. A. Petersen, C. M. Gallego e E. Conforti, "Experimental and theoretical analysis of packaging inductances and stray capacitances of a semiconductor optical amplifier," ITS2006 International Telecommunications Symposium, 2006, Fortaleza.
- [115] A.L.R. Cavalcante, N.S. Ribeiro, C.M. Gallego e E. Conforti, "Spectral gain parameters extraction with noise measurement in semiconductor optical amplifier," IMOC 07 -SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, Salvador, pg. 207-210, Outubro 2007.
- [116] K.J. Russell, "Microwave power combining techniques," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 27, no.27, pg. 472-478, Maio 1979.
- [117] R.S. Tucker, "High-speed modulation of semiconductor lasers," Journal of Lightwave Technology, vol. LT-3, no. 6, pg. 1180-1192, Dezembro 1985.
- [118] R.S. Tucker, J.M. Wiesenfeld, P.M. Downey e J.E. Bowers, "Limitations on switching speed in wideband semiconductor lasers," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pg. 655-657, 1986.
- [119] L. Zhang, I. Kang, A. Bhardwaj, N. Sauer, S. Cabot, J. Jaques e D. T. Neilson, "Reduced recovery time semiconductor optical amplifier using p-type-doped multiple quantum wells," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 18, no. 22, pg. 2323-2325, Novembro 2006.
- [120] [www.kyatera.fapesp.br](http://www.kyatera.fapesp.br)
- [121] J. Leuthold, D. Marom, S. Cabot, R. Ryf, P. Bernasconi, F. Baumann, J. Jaques, D.T. Neilson, C.R. Giles, "All-optical wavelength converter based on a pulse reformatting optical filter," OFC 03 - Optical Fiber Communication Conference, pg. PD41, Março 2003.
- [122] Y. Liu, J. Herrera, O. Raz, E. Tangdionga, F. Ramos, J. Marti, H. de Waardt, A.M.J. Koonen, G.D. Khoe e H.J.S Dorren, "160 Gbits/s all-optical SOA-based wavelength conversion and error-free transmission through two 50 km fibre links," Electronics Letters, vol. 43, no. 25, Dezembro 2007.

- [123] O. Raz, J. Herrera, N. Calabretta, E. Tangdiongga, S. Anantathanasarn, R. Notzel e H.J.S. Dorren, “Non-inverted multiple wavelength converter at 40 Gbit/s using 1550 nm quantum dot SOA,” *Electronics Letters*, vol. 44, no. 16, Julho 2008.
- [124] M.K. Smit, “InP photonic integrated circuits,” LEOS - Lasers and Electro-Optics Society, 2002.
- [125] V. Lal, M.L. Masanovic, J.A. Summers, G. Fish e D.J. Blumenthal, “Monolithic wavelength converters for high-speed packet-switched optical networks,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 13, no. 1, pg. 49-57, Janeiro/Fevereiro 2007.
- [126] E. Kehayas, D. Tsiokos, P. Bakopoulos, D. Apostolopoulos, D. Petrantonaski, L. Stampoulidis, A. Poustie, R. McDougall, G. Maxwell, Y. Liu, S. Zhang, H. J. S. Dorren, J. Seoane, P.H. Nielsen, P. Jeppesen e H. Avramopoulos, “40 Gb/s all-optical processing systems using hybrid photonic integration technology,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 12, pg. 4903-4911, Dezembro 2006.
- [127] B.R. Koch, J.S. Barton, M. Masanovic, Z. Hu, J.E. Bowers e D.J. Blumenthal, “Monolithic mode-locker laser and optical amplifier for regenerative pulsed optical clock recovery,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 9, pg. 641-643, Maio 2007.
- [128] Y. Okamura, T. Negami e S. Yamamoto, “Integrated optical isolator and circulator using nonreciprocal phase shifters: a proposal,” *Applied Optics*, vol. 23, no. 11, pg 1186-1189, Junho de 1984.
- [129] N. Sugimoto, T. Shintaku, A. Tate, H. Terui, M. Shimokozono, E. Kubota, M. Ishii e Y. Inoue, “Waveguide polarization-independent optical circulator” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 11, no. 3, pg. 335-337, Março 1999.
- [130] T.R. Zaman, X. Guo e R.J. Ram, “Proposal for a polarization-independent integrated optical circulator” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 12, pg. 1359-1361, Junho 2006.
- [131] N. Bahlmann, M. Lohmeyer, O. Zhuromskyy, H. Dotsch e P. Hertel, “Nonreciprocal coupled waveguides for integrated optical isolators and circulators for TM-modes,” *Elsevier Optics Communications*, vol. 161, pg. 330-337, 1999.
- [132] J. Fujita, M. Levy, R. M. Osgood, L. Wilkens e H. Dotsch, “Waveguide optical isolator based on Mach-Zehnder interferometer,” *Applied Physics Letters*, vol. 76, no. 16, Abril 2000.
- [133] T. Shintaku, “Integrated optical isolator based on efficient nonreciprocal radiation mode conversion,” *Applied Physics Letters*, vol. 73, no. 14, Outubro 1998.
- [134] D.G. Rabus, M. Hamacher, U. Troppenz e H. Heidrich, “Optical filters based on ring resonators with integrated semiconductor optical amplifiers in GaInAsP-InP,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 8, no. 6, pg. 1405, Novembro/Dezembro 2002.

- [135] M.S. Rasras, D.M. Gill, S.S. Patel, K.Y. Tu, Y.K. Chen, A.E. White, A.T.S. Pomerene, D.N. Carothers, M.J. Grove, D.K. Sparacin, J. Michel, M.A. Beals e L.C. Kimerling, “Demonstration of a fourth-order pole-zero optical filter integrated using CMOS processes,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 1, pg. 87, Janeiro 2007.
- [136] Z. Zhang, M. Dainese, L. Wosinski, S. Xiao e M. Qiu, “Optical filter based on two-dimensional photonic crystal surface-mode cavity in amorphous silicon-on-silica structure,” *Applied Physics Letters*, vol. 90, Janeiro 2007.